HAL
open science

Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles

Salvatore Ragusa

▶ **To cite this version:**

Salvatore Ragusa. Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006. Français. NNT : . tel-00093880

HAL Id: tel-00093880

https://theses.hal.science/tel-00093880

Submitted on 10 Oct 2006

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.

UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER

No attribué par la bibliothèque
/_/_/_/_/_/_/_/_/_/_/

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UJF

Spécialité : Optique et Radiofréquences

préparée au laboratoire **France Télécom R & D/TECH/ONE de Grenoble**
dans le cadre de l'École Doctorale
Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal

présentée et soutenue publiquement
par

Salvatore RAGUSA

le 26 juin 2006

Titre :

Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles

Directeur de thèse : Emil NOVAKOV

JURY

M.	Jean-Michel Fournier	Président
M.	Ghaïs El-Zein	Rapporteur
M.	Marin Hristov	Rapporteur
M.	Emil Novakov	Directeur de thèse
M.me	Marylin Arndt	Encadrante
M.	Christian Lereau	Examinateur
M.	Jacques Palicot	Examinateur

À Concetta et Angelo,
et à Ignazio

Remerciements

Je remercie Monsieur Jean-Louis LARDY, directeur du site de Meylan de France Télécom R&D où se sont déroulés mes travaux de recherche.

Je tiens à remercier Monsieur Patrice SENN pour m'avoir accueilli dans son laboratoire TECH/ONE.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers Messieurs Ghaïs EL-ZEIN et Marin HRISTOV pour avoir accepté la lourde tâche d'être rapporteurs de ce travail de thèse. Vos remarques m'ont permis d'enrichir et de compléter mon manuscrit de thèse.

Je veux remercier Monsieur Emil NOVAKOV et Madame Marylin ARNDT pour leur encadrement et leur suivi tout le long de mon doctorat. Je remercie également Monsieur Jean-Michel FOURNIER pour avoir présidé le jury de ma soutenance.

Je remercie Monsieur Christian LEREAU pour son suivi lors de mes travaux de recherche au sein de France Télécom R&D.

J'exprime ma grande sympathie envers Monsieur Jacques PALICOT, responsable de l'équipe SCEE de l'université de Supélec de Rennes, pour son aide précieuse à la réussite de mon doctorat. Lors de mes semaines inoubliables passées à Rennes, Jacques m'a permis, grâce à son optimisme et son humour, d'apprendre et d'apprécier à sa juste valeur le métier de la recherche. Je souhaite aussi remercier toute l'équipe SCEE de Supélec Rennes ainsi que Monsieur Christian ROLAND. Je tiens spécialement à remercier Monsieur Yves LOUET pour avoir participé à mes travaux.

Je remercie toute l'équipe TECH/ONE et tous mes collègues de France Télécom pour leur accueil sympathique : Benoît, Éric B., Fayçal, Vincent C.-D., François, Jean, Fred, Mohamed, Vincent G., Michel P., Jacques, Éric G., Michel M., Philippe... .

Je remercie David, Lahouari et Philippe pour leur soutien dans les moments les plus difficiles et pour leur bonne humeur. Merci aussi pour le squash, la course à pied et le vélo.

Merci à Anne Marie Primavera qui tous les matins m'accueillait avec un « Ciao Turiddu ». Merci pour les très bons moments passés ensemble à France Télécom et pour ta bonne humeur.

Je tiens à remercier les filles de France Télécom : Maddalena, Martine R., Gemma, Nadia M., Françoise, Martine L., Katy pour leur aide à organiser mon travail et surtout pour leur sympathie.

Un grand merci à tous mes amis : Alessandro, Andrea D., Andrea M., Angela et Leo, Sonia, Jeff, Caroline, Corrado et Nadia, Elisa et Gianluca, Giovanni, Hichem, Moncef, Zoheir, Davide, Ross et Stef, Emanuele, Pinna, Fernando, Lorenzo, Mirko, Monno et Arianna, Paolo et Sara, Paolo R., Roberta, Lucio et Silvia, Stefano, Anna, Cristina et Francesco, I Battistella, Michele et Nadia, Nicoletta, Patrik, Jorge. Je remercie également mes colocataires : Luca, Romano et Fabien. Un merci particulier va à Luca P. - et Benedetta - pour ses conseils et son soutien, et pour sa compagnie lorsqu'on dégustait le nectar de Bacchus.

Enfin, j'exprime toute ma gratitude à Concetta et Angelo pour m'avoir toujours indiqué la bonne route tout le long de ma vie. Je remercie aussi mes grands-parents : Rosa et Salvatore, Sebastiana et Ignazio, qui aurait aimé partager ces beaux moments avec nous. Dulcis in fundo, un merci fraternel à Ignazio.

Table des matières

Liste des tableaux VII

Table des figures XIII

Glossaire XV

Introduction générale **1**

I Contexte et Problématique **7**

I.1 Introduction 7
I.2 Communications Cellulaires 8
I.2.1 Définitions 8
I.3 Le Canal de Transmission 10
I.3.1 Le Bruit Blanc Gaussien Additif 10
I.3.2 Les Multitrajets 11
I.3.3 L'Effet Doppler 12
I.4 Augmentation du Débit 12
I.4.1 Introduction 12
I.4.2 La Bande Allouée pour le Standard 13
I.4.3 La Taille des Cellules 13
I.4.4 Le Procédé de Modulation Numérique 14
I.4.5 Conclusions 15
I.5 Fluctuations d'Enveloppe 16
I.5.1 M-QAM et Enveloppe Non-Constante 17
I.5.2 Introduction Générale au « PAPR » 19
I.6 Principales Sources de Dégradation 19
I.6.1 Amplification Non-Linéaire 20
I.6.1.1 Introduction Générale à l'« ACPR » 20

I.6.2 Canal de Transmission 21
I.7 Contraintes des Terminaux Mobiles 23
I.8 Conclusions 23

II Procédé de Modulation OFDM **25**
II.1 Introduction 25
II.2 « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » 25
II.2.1 Historique 25
II.2.2 Les Principes de l'OFDM 29
II.2.2.1 Introduction 29
II.2.2.2 Rappels Mathématiques 29
II.2.2.3 Le Procédé de Modulation 31
II.2.3 Avantages et Inconvénients 37
II.2.3.1 Avantages 37
II.2.3.2 Inconvénients 39
II.2.4 Le « PAPR » pour l'OFDM 40
II.3 Les Standards 42
II.3.1 Introduction 42
II.3.2 Généralités sur les Normes 43
II.4 Conclusions 46

III Généralités sur les Dispositifs Non-Linéaires **47**
III.1 Introduction 47
III.2 Caractéristiques d'un Dispositif Non-Linéaire 48
III.2.1 Définition de Dispositif Non-Linéaire 48
III.2.2 Les Harmoniques 49
III.2.3 Le Point de Compression à 1 dB 50
III.2.4 Les Produits d'Intermodulation 51
III.2.5 Les Points d'Interception d'Ordre n 53
III.2.5.1 Point d'Interception d'une Cascade de Composants . . 55
III.3 Différentes Sources de Non-Linéarités 56
III.3.1 Introduction 56
III.3.2 Convertisseur Analogique/Numérique 58
III.3.2.1 Généralités 58
III.3.2.2 Caractéristiques Non-Linéaires 60
III.3.3 Mélangeur 62

III.3.3.1 Généralités 62
III.3.3.2 Caractéristiques Électriques 63
III.3.4 Amplificateur de Puissance 65
III.3.4.1 Généralités 65
III.3.4.2 Les modèles 67
III.3.4.3 Caractéristiques Électriques 69
III.4 Caractéristiques Non-Linéaires du Signal de Sortie 70
III.4.1 « Error Vector Magnitude » 70
III.4.2 « Noise Power Ratio » 72
III.4.3 « Adjacent Channel Power Ratio » 73
III.5 Analyse Théorique de l'« ACPR » 73
III.5.1 Introduction 73
III.5.2 « ACPR » Classique 76
III.5.2.1 Cas à 2 Porteuses 76
III.5.2.2 Généralisation au Cas à N Porteuses 78
III.5.2.3 Vérification par Simulation du Modèle Théorique . . . 81
III.5.2.4 Inversion de la Formule 82
III.5.3 Nouveau Concept de « ACPR » : le « N_ACPR » 82
III.5.3.1 Cas à 2 Porteuses 83
III.5.3.2 Généralisation au Cas à N Porteuses 83
III.5.3.3 Vérification par Simulation du Modèle Théorique . . . 84
III.5.3.4 Inversion de la Formule 85
III.5.4 Comparaison entre « ACPR » Classique et « N_ACPR » 85
III.6 Conclusions 86

IV Méthodes de Réduction du « PAPR » 89
IV.1 Introduction 89
IV.2 Le « Selective Mapping » 91
IV.2.1 Introduction 91
IV.2.2 Description et Performances 91
IV.2.2.1 Avantages 93
IV.2.2.2 Inconvénients 93
IV.3 Le Codage Reed-Muller 94
IV.3.1 Introduction 94
IV.3.2 Description et Performances 95
IV.3.2.1 Principes du Codage 95

IV.3.2.2 Caractéristiques du Codage Reed-Muller Golay Sequences (RMGS) . . . 96
IV.3.2.3 Avantages . . . 97
IV.3.2.4 Inconvénients . . . 98
IV.4 « Tone reservation » . . . 98
IV.4.1 Introduction . . . 98
IV.4.2 Description et Performances . . . 98
IV.4.2.1 Avantages . . . 101
IV.4.2.2 Inconvénients . . . 101
IV.5 L'Écrêtage (Classique) plus Filtrage . . . 101
IV.5.1 Introduction . . . 101
IV.5.2 Description . . . 102
IV.5.2.1 Avantages . . . 105
IV.5.2.2 Inconvénients . . . 105
IV.5.3 Performances de l'Écrêtage Classique . . . 106
IV.5.3.1 Impact sur le « PAPR » . . . 106
IV.5.3.2 Impact sur l'« ACPR » . . . 106
IV.5.3.3 Impact sur le « BER » . . . 108
IV.6 Conclusions . . . 109

V Nouvelle Technique de Réduction du « PAPR » : l'Écrêtage Inversible 111
V.1 Introduction . . . 111
V.2 Description de l'Écrêtage Inversible . . . 112
V.2.1 Principe Général . . . 112
V.2.2 Positionnement de l'Écrêtage . . . 115
V.2.2.1 Écrêtage pour un Système Monoporteuse . . . 116
V.2.2.2 Écrêtage pour un Système Multiporteuse . . . 119
V.2.2.3 Conclusions . . . 122
V.2.3 Choix de la Fonction d'Écrêtage . . . 124
V.2.3.1 Écrêtage en ArcTangente . . . 128
V.2.3.2 Écrêtage Polynomial . . . 131
V.2.3.3 Conclusions . . . 133
V.3 Performances de la Chaîne de Transmission . . . 134
V.3.1 Introduction . . . 134
V.3.2 Chaîne de Transmission sans Amplificateur de Puissance . . . 136
V.3.2.1 Sans Canal Bruité . . . 136

V.3.2.2 Avec Canal Bruité 140
V.3.3 Chaîne de Transmission avec Amplificateur de Puissance 144
V.3.3.1 Sans Canal Bruité 144
V.3.3.2 Avec Canal Bruité 147
V.4 Comparaison entre Écrêtage Classique et Inversible 150
V.5 Performances Globales 153
V.5.1 Introduction 153
V.5.2 Résultats Finaux 154
V.6 Conclusions 157

VI Conclusions et Perspectives 159

Annexes 163

A Rappels sur l'Enveloppe Complexe 165

B Relation entre « PAPR » en Bande de Base et en Radiofréquences 167

C Déduction des Signaux I/Q OFDM 171

D Canal de Transmission 173
D.1 Le Bruit Blanc Gaussien Additif 174
D.2 Les Multitrajets 175
D.3 Le Doppler 178

E Standards ETSI HiperLAN II et IEEE 802.11a/g 183
E.1 ETSI HiperLAN II 183
E.1.1 Généralités sur la Couche « MAC » 184
E.1.2 Généralités sur la Couche « PHY » 185
E.2 IEEE 802.11a/g 190
E.2.1 Généralités sur la Couche « MAC » 190
E.2.2 Généralités sur la Couche « PHY » 191

F Outil « ADS » : Niveau Système 193
F.1 « Ptolemy » 194
F.2 La Co-simulation 195
F.3 Autres Caractéristiques de « ADS » 196

Bibliographie **197**

Liste des publications **205**

Liste des tableaux

I.1 Principaux Paramètres de Canal 22
II.1 Variation du « PAPR » avec le Sur-échantillonnage 42
II.2 Paramètres du Procédé OFDM - HiperLAN II 44
II.3 Paramètres du Procédé OFDM - 802.11a 45
III.1 Amplitudes des $IM3$ dans la Bande Utile pour un Signal Multiporteuse . . 79
III.2 Amplitudes des $IM3$ dans la Bande Adjacente pour un Signal Multiporteuse 80
III.3 Exemple de Mesure de l'« ACPR » et du « N_ACPR » 86
IV.1 Valeurs du Taux de Codage du Code RMGS en fonction de m et de h . . . 97
V.1 « BER » et « EVM » après Écrêtage en Bande de Base (Monoporteuse) . 117
V.2 « BER » et « EVM » après Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Monoporteuse) 119
V.3 « BER » et « EVM » après Écrêtage en Bande de Base (Multiporteuse) . . 121
V.4 « BER » et « EVM » après Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Multiporteuse) 122
V.5 Résumé « BER » et « EVM » après Écrêtage 123
V.6 Coefficients a_i de $f_P(x)$ et b_i de $f_P^{-1}(x)$ 127
V.7 « Adjacent Channel Power Ratio » pour Écrêtage en ArcTangente 130
V.8 « Adjacent Channel Power Ratio » pour Écrêtage Polynomial 132
V.9 « BER » et « EVM » après Écrêtage Polynomial et après Inversion (Filtre) 133
V.10 Valeurs de P_{in}, P_{out} et η du « PA » 157
D.1 Conditions pour l'IES et la Sélectivité Fréquentielle 177
D.2 Paramètres de la Sélectivité Temporelle et Fréquentielle 181
D.3 Conditions pour Minimiser l'IES, la Sélectivité Temporelle et Fréquentielle 181
E.1 Modes de Transmission - HiperLAN II et 802.11a 186
E.2 Paramètres du Procédé OFDM - HiperLAN II 187

Table des figures

I.1 Structure Cellulaire d'un Réseau de Télécommunications 8
I.2 Modes de Communication 9
I.3 Schéma Bloc d'une Chaîne de Transmission RF : Voie Montante 9
I.4 Densité Spectrale de Puissance du Bruit Blanc Gaussien (a) et Filtré (b) . 11
I.5 Constellation et Trajectoire pour une Modulation 16-QAM 14
I.6 Allure de la Partie Réelle de l'Enveloppe Complexe (16-QAM) 17
I.7 Constellation 16-QAM 18
I.8 Dégradation due aux Non-Linéarités du « PA » (16-QAM) 20
I.9 Remontée des Lobes Secondaires 21
I.10 Dégradations dues au Canal (16-QAM) 22
II.1 Base Orthogonale en Temps 30
II.2 Base Orthogonale en Fréquence 31
II.3 Schéma Bloc du Procédé OFDM 32
II.4 Train de Symboles OFDM 32
II.5 Symbole OFDM Temporel avec Intervalle de Garde (Partie Réelle) 33
II.6 Chaîne de Transmission OFDM avec Codage 36
II.7 Ajout de l'Intervalle de Garde 37
II.8 Base Orthogonale en Fréquence 38
II.9 Réponse Fréquentielle du Canal Localement Plate 38
II.10 Partie Réelle de l'Enveloppe Complexe (OFDM) 40
II.11 « PDF » et « CCDF » pour un Signal OFDM 41
II.12 Effet du Sur-Échantillonnage 42
II.13 Trame HiperLAN II « MAC » 44
II.14 Trame HiperLAN II « PHY » 44
II.15 Trame 802.11a « MAC » 45
II.16 Trame 802.11a « PHY » 45
III.1 Caractéristique Non-Linéaire de Transfert, $f[.]$ 49

III.2 Point de Compression à 1 dB 51
III.3 Produits d'Intermodulation 53
III.4 Point d'Interception d'Ordre 3 ($IP3$) 54
III.5 Cascade de n Composants 56
III.6 Schéma Général d'une Chaîne de Transmission (ADS) 57
III.7 Effets des Non-Linéarités sur le Signal de Sortie 57
III.8 Fonction de Transfert d'un Opérateur de Quantification 59
III.9 Fréquences du Mélangeur 62
III.10 Fréquence Image dans un Mélangeur 65
III.11 Distorsions Non-Linéaires AM/AM et AM/PM 67
III.12 Distorsions Non-Linéaires AM/AM et AM/PM (Saleh) 68
III.13 Diagramme de Constellation : Erreur d'Amplitude et de Phase 71
III.14 Représentation du « NPR » 72
III.15 Comparaison entre « ACPR » avec $IM3$ et ($IM3 + IM5$) 75
III.16 Spectre du Signal Amplifié (N=2) 77
III.17 Comparaison entre Théorie et Simulation pour l'« ACPR » Classique . . 81
III.18 Produits d'Intermodulation pour le Calcul du « N_ACPR » (N=2) 83
III.19 Comparaison entre Théorie et Simulation pour le « N_ACPR » 84
III.20 Comparaison entre « ACPR » Classique et « N_ACPR » 86
IV.1 Méthodes de Réduction du « PAPR » 90
IV.2 Principe de Fonctionnement de la Méthode « Selective Mapping » 92
IV.3 Schéma Général Variante 1 94
IV.4 Lien entre le Code de Reed-Muller (RM) et la Modulation OFDM 96
IV.5 Principe de Codage et Obtention des Séquences Complémentaires 96
IV.6 Schéma Général pour le « Tone Reservation » 99
IV.7 Impact de la Méthode « Tone Reservation » sur le « PAPR » (N=512) . . 100
IV.8 Fonction d'Écrêtage pour l'Écrêtage Classique 102
IV.9 Système d'Écrêtage en Bande de Base et sur Fréquence Porteuse 103
IV.10 Masquage de la Non-Linéarité de l'Amplificateur de Puissance 106
IV.11 « CCDF » du « PAPR » pour différents « CR » 107
IV.12 « ACPR » en fonction du « CR » 107
IV.13 Variation de l'« ACPR » avec le Facteur de Retombée α du Filtre 108
IV.14 Variation de l'« ACPR » avec le « CR » et l'« IBO » 109
IV.15 « BER » en fonction du « CR » 110
V.1 Masquage de la NL du « PA » et Principe de l'Écrêtage Inversible 113
V.2 Schéma Complet de l'Écrêtage Inversible 114

V.3 Écrêtage en Bande de Base (Monoporteuse) 116
V.4 Constellations 16-QAM : Écrêtage en Bande de Base (Monoporteuse) . . 117
V.5 Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Monoporteuse) 118
V.6 Constellations 16-QAM : Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Monoporteuse) 118
V.7 Écrêtage en Bande de Base (Multiporteuse) 119
V.8 Constellations 16-QAM : Écrêtage en Bande de Base (Multiporteuse) . . 121
V.9 Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Multiporteuse) 122
V.10 Constellations 16-QAM : Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Multiporteuse) 123
V.11 Effet de l'Écrêtage sur le Spectre 125
V.12 Schéma d'Analyse des Fonctions d'Écrêtage 127
V.13 Fonction d'Écrêtage en ArcTangente et Signaux 128
V.14 Constellations OFDM-16QAM avant et après Écrêtage en ArcTangente . 129
V.15 Spectres Écrêtage en ArcTangente plus Filtrage 129
V.16 Fonction d'Écrêtage $f_A(x)$ et Son Inverse $f_A^{-1}(x)$ 130
V.17 Fonction d'Écrêtage Polynomial et Signaux 131
V.18 Spectres Écrêtage Polynomial plus Filtrage 132
V.19 Constellations OFDM-16QAM pour Écrêtage Polynomial (Filtre) 133
V.20 Schéma Chaîne de Transmission Complète 135
V.21 Schéma Chaîne de Transmission sans « PA » et sans Bruit 136
V.22 « CCDF » du « PAPR » avant et après Écrêtage « Soft » Inversible (« CR »=0.9) 137
V.23 « ACPR » pour Différents « CR » 138
V.24 « BER » après Écrêtage plus Filtrage et après Inversion pour Différents « CR » 139
V.25 « EVM » après Écrêtage plus Filtrage et après Inversion pour Différents « CR » 139
V.26 Schéma Chaîne de Transmission sans « PA » et avec Bruit 140
V.27 « BER » avant Inversion en fonction du Eb/No et du « CR » 141
V.28 « EVM » avant Inversion en fonction du Eb/No et du « CR » 142
V.29 « BER » après Inversion en fonction du Eb/No et du « CR » 142
V.30 « EVM » après Inversion en fonction du Eb/No et du « CR » 143
V.31 « BER » avant et après Inversion en fonction du Eb/No pour « CR »=0.9 . 143
V.32 Schéma Chaîne de Transmission avec « PA » et sans Bruit 145
V.33 « ACPR » après « PA » en fonction du « CR » et de l'« IBO » 145
V.34 « BER » avant et après Inversion en fonction du « CR » et de l'« IBO » . 146
V.35 « EVM » avant et après Inversion en fonction du « CR » et de l'« IBO » . 147

V.36 Schéma Chaîne de Transmission avec « PA » et Bruit 148
V.37 « BER » à la Réception en fonction de l'« IBO » et du Eb/No 149
V.38 « EVM » à la Réception en fonction de l'« IBO » et du Eb/No 149
V.39 « CCDF »s du « PAPR » pour le Signal OFDM, pour l'Écrêtage Classique et « Soft » (« CR »=0.9) 150
V.40 « ACPR » après Filtre en fonction du « CR » pour l'Écrêtage Classique et « Soft » 151
V.41 « BER »en fonction du « CR » pour l'Écrêtage Classique et « Soft » . . . 152
V.42 Mesure du « BER » pour l'Écrêtage Classique et Inversible (« CR »=0.9) 153
V.43 Schéma Chaîne de Transmission Complète : Gain en « IBO » 154
V.44 « CCDF » du « PAPR » avant et après Écrêtage « Soft » Inversible (« CR »=0.9) 155
V.45 Déduction du Gain Réel en « IBO » pour l'Écrêtage Inversible 155
V.46 Caractéristique de Transfert Non-Linéaire et Rendement du « PA » 156
C.1 Schéma Général pour la Modulation OFDM 171
D.1 Chaîne de Transmission avec Canal 173
D.2 Dégradation due au Canal « AWGN » sur une Constellation 16-QAM . . 175
D.3 Distribution de Rayleigh des Coefficients h_i 176
D.4 Sélectivité Fréquentielle du Canal de Transmission 177
D.5 Dégradation due au Canal Multitrajet sur une Constellation 16-QAM . . . 177
D.6 Translation Fréquentiel dans l'Effet Doppler 178
D.7 Distribution Spectrale Doppler 179
D.8 Dégradation due au Canal Doppler sur une Constellation 16-QAM 181
E.1 Structure Simplifiée d'une Architecture Multicouches - HiperLAN II . . . 183
E.2 Trame « MAC » pour HiperLAN II 185
E.3 Format du « Long PDU » 185
E.4 Format du « Short PDU » 185
E.5 Symbole OFDM avec Intervalle de Garde 186
E.6 Format du « Burst » Physique - HiperLAN II 188
E.7 Format Données Utiles - HiperLAN II 188
E.8 Format du Préambule en Mode « Broadcast » - HiperLAN II 188
E.9 Format du Préambule en Mode Voie Descendante - HiperLAN II 189
E.10 Format du Préambule Court en Mode Voie Montante - HiperLAN II . . . 189
E.11 Format du Préambule Long en Mode Voie Montante - HiperLAN II . . . 189
E.12 Structure Simplifiée d'une Architecture Multicouches - 802.11a 190
E.13 Trames « MAC » - 802.11a 191

E.14 Trame Physique - 802.11a 191
E.15 Détails Trame Physique - 802.11a 191

Glossaire

- ACK : **ACK**nowledgement
- ACPR : **A**djacent **C**hannel **P**ower **R**atio
- ADS : **A**dvanced **D**esign **S**ystems
- ADSL : **A**synchronous **D**ivision **S**ubscriber **L**ine
- AP : **A**ccess **P**oint
- ASE : **A**rea **S**pectral **E**fficiency
- ATM : **A**synchronous **T**ransfer **M**ode
- AWGN : **A**dditive **W**hite **G**aussian **N**oise
- BER : **B**it **E**rror **R**ate
- B-PSK : **B**inary **P**hase **S**hift **K**eying
- CCDF : **C**omplementary **C**umulative **D**istribution **F**unction
- CL : **C**onvergence **L**ayers
- COFDM : **C**oded **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing
- CP : **C**yclic **P**refix
- CRC : **C**yclic **R**edundancy **C**heck
- CSMA-CA : **C**arrier **S**ense **M**ultiple **A**ccess with **C**ollision **A**voidance
- DFT : **D**iscrete **F**ourier **T**ransform
- DLC : **D**ata **L**ink **C**ontrol
- ETSI : **E**uropean **T**elecommunications **S**tandards **I**nstitute
- EVM : **E**rror **V**ector **M**agnitude
- FEC : **F**orward **E**rror **C**orrection
- FFT : **F**ast **F**ourier **T**ransform
- GI : **G**uard **I**nterval
- GSM : **G**lobal **S**ystem for **M**obile communications
- HSDPA : **H**igh-**S**peed **D**ownlink **P**acket **A**ccess
- IBO : **I**nput **B**ack-**O**ff
- IDFT : **I**nverse **D**iscrete **F**ourier **T**ransform

- IEEE : **I**nstitute of **E**lectrical and **E**lectronics **E**ngineers
- IFFT : **I**nverse **F**ast **F**ourier **T**ransform
- IP : **I**nternet **P**rotocol
- ISI : **I**nter **S**ymbol **I**nterference
- ISM : **I**ndustrial **S**cientific **M**edical
- ISO : **I**nternational **S**tandard **O**rganisation
- LEC : **L**ogical **E**rror **C**ontrol
- MAC : **M**edium **A**ccess **C**ontrol
- MIMO : **M**ultiple-**I**nput **M**ultiple-**O**utput
- MT : **M**obile **T**erminal
- NPR : **N**oise **P**ower **R**atio
- OBO : **O**utput **B**ack **O**ff
- ODMA : **O**pportunity **D**riven **M**ultiple **A**ccess
- OFDM : **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing
- OSF : **O**ver **S**ampling **F**actor
- PA : **P**ower **A**mplifier
- PAPR : **P**eak-to-**A**verage **P**ower **R**atio
- PDF : **P**robability **D**istribution **F**unction
- PDU : **P**rotocol **D**ata **U**nit
- PHY : **PHY**sical Layer
- PPP-IP : **P**oint-to-**P**oint **P**rotocol **IP**
- PSDU : **P**hysical **S**ervice **D**ata **U**nit
- QAM : **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation
- Q-PSK : **Q**uaternary **P**hase **S**hift **K**eying
- RF : **R**adio **F**réquences
- RLC : **R**adio **L**ink **C**ontrol
- SN : **S**equence **N**umber
- TDD : **T**ime **D**ivision **D**uplex
- TDMA : **T**ime **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
- UMTS : **U**niversal **M**obile **T**elecommunication **S**tandard
- U-NII : **U**nlicensed **N**ational **I**nformation **I**nfrastructure
- VoIP : **V**oice over **I**nternet **P**rotocol
- WLAN : **W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etworks

Introduction générale

À l'époque actuelle lorsqu'on parle des télécommunications on pense alors à la transmission à distance et en temps réel de la voix, mais aussi de données comme un message de texte, un courrier électronique, une image ou encore une vidéo. Si on suit cette évolution on s'aperçoit que le débit du transfert des données varie et augmente avec ces applications. Nous pouvons alors parler de communication haut débit. Une de ces applications est représentée par l'internet haut débit, l'ADSL (« Asymmetric Digital Subscriber Line ») et par ses services (par exemple le « Voice over Internet Protocol », « VoIP »).

Une autre caractéristique des télécommunications des ces dernières années est représentée par les liaisons sans fil. Alors, nous avons vu apparaître et se développer les WLAN's (« Wireless Local Area Networks ») garantissant un transfert haut débit de données (de 11 à 54 Mbps théoriques) entre différentes machines connectées au même réseau. Différentes normes sont apparues sous les noms de Wi-Fi [WIFI2006] et Wi-Max [WIMA2006] appartenant à la famille du standard IEEE 802.xx [IEEE2006]. Une amélioration de ces normes est représentée par le standard 802.11n permettant à la technologie Wi-Fi d'atteindre des débits théoriques entre 100 et 540 Mbps en ajoutant l'utilisation de la technique « MIMO ». Cette norme améliore aussi la portée des réseaux sans fil.

Dans ce contexte de transmission haut débit, le "téléphone portable" est toujours resté l'un des protagonistes principaux. On voit alors apparaître l'« UMTS » (« Universal Mobile Telecommunication Standard »), un standard de la troisième génération (3G) qu'aujourd'hui on retrouve sur les "téléphones portables" permettant d'utiliser les services vidéo, internet, etc... .

Imaginons alors un terminal mobile générique sur lequel on souhaite intégrer toutes ces technologies de communication. Nous nous dirigeons, donc, vers les terminaux mobiles dits 3G+ (« High-Speed Downlink Packet Access », « HSDPA ») et 4G. Un tel terminal doit être capable de gérer différents standards et donc de satisfaire toutes les contraintes relatives à chacun d'eux. Cela reste pour le moment une étude théorique qui

peut aboutir d'ici quelques années à la réalisation d'un vrai terminal mobile multistandards permettant d'atteindre des débits élevés pour le transfert de données ainsi que tout type de service multimédia.

Retournons maintenant au cas haut débit. Il existe à l'heure actuelle des technologies permettant d'atteindre un débit de transmission élevé. Cela est possible grâce à l'utilisation de modulations numériques particulières. La modulation multiporteuse dite OFDM en est un des principaux exemples. Ces nouvelles technologies se basant sur les modulations multiporteuses orthogonales, présentent des avantages ainsi que des inconvénients. Les avantages concernent principalement la robustesse du signal vis-à-vis du canal multitrajet avec évanouissement et l'encombrement spectral optimal.

En revanche, un des principaux inconvénients est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc par des variations importantes en puissance instantanée. Le « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR ») qui prend en compte ces variations en puissances, est un paramètre indispensable dans la caractérisation des modulations à enveloppe non-constante. Dans certains cas, comme pour l'OFDM, le « PAPR » devient suffisamment élevé et le signal OFDM montre une grande dynamique en amplitude (et en puissance).

Cela a une conséquence sur les performances des dispositifs non-linéaires qui présentent une caractéristique de transfert avec saturation. Les dispositifs non-linéaires appartenant à une chaîne de transmission, le problème se pose surtout en émission et il prend de l'ampleur au niveau de l'amplificateur de puissance (« PA »).

Dans ce contexte de « PAPR » élevé, le « PA » doit avoir le recul (« Input Back-Off », « IBO ») suffisant pour qu'il puisse ne pas saturer le signal OFDM à amplifier. Cela amène le « PA » à travailler dans une zone fortement linéaire avec une dégradation importante de son rendement et donc avec une augmentation de la consommation globale du terminal mobile. Malheureusement, cette situation où la transmission haut débit se fait au détriment de la consommation, n'est pas compatible avec la portabilité du terminal.

On comprend alors qu'il est nécessaire d'optimiser la consommation du « PA ». Par conséquence, l'amplificateur de puissance doit travailler le plus proche possible de sa zone de saturation qui représente la zone à rendement optimal. Afin de se reprocher de la zone de saturation sans trop saturer le signal d'entrée, il faut alors réduire les fluctuations d'enveloppe du signal OFDM, et donc son « PAPR ».

Différentes techniques de réduction du « PAPR » existent en littérature [PAL2005a]. Certaines techniques agissent sur l'amplificateur afin d'éviter la saturation du signal d'entrée et d'autres techniques se basent plutôt sur un traitement réalisé directement au niveau du signal.

Parmi ces techniques, nous en avons retenue une : l'*écrêtage classique plus filtrage*. Cette technique nous a parue la moins complexe en satisfaisant ainsi les principales contraintes (consommation et intégration) d'un système embarqué. En outre, elle garantit la compatibilité descendante, c. à d. le récepteur ne doit pas être informé du type de traitement réalisé en émission avant amplification. Cette technique écrête le signal d'entrée en réduisant son « PAPR » mais l'inconvénient principal est représenté par une forte dégradation du taux d'erreur binaire (en anglais « Bit Error Rate », « BER »).

Nous nous sommes alors inspirés de cette technique pour ensuite lancer notre étude de recherche dans cette direction. Nous avons alors chercher d'améliorer cette technique classique de réduction du « PAPR » en introduisant une fonction d'écrêtage avec une saturation plus douce. À la réception, l'inversion de la fonction d'écrêtage nous a semblé une solution possible pour améliorer les performances en « BER ». Au fait, la fonction inverse permet de compenser une partie des distorsions (Interférence Entre Symboles Non-Linéaire, IES NL) introduites par l'écrêtage. Cette nouvelle technique nous l'avons appelée *écrêtage inversible*.

Nous avons étudié une chaîne de transmission complète avec le système d'écrêtage inversible, l'amplificateur de puissance et le canal bruité. D'après cette étude nous avons pu obtenir un gain réel en « Input Back-Off » (« IBO ») de l'amplificateur de puissance grâce au système d'écrêtage inversible. Cela va aussi avoir un impact sur le rendement et bien entendu, sur la consommation du « PA » [RAG2006a].

Ce rapport se présente sur six chapitres structurés comme suit. Le chapitre I nous introduit dans le contexte et la problématique de notre étude. Des définitions générales concernant les communications mobiles seront présentées ainsi que les différents types de canaux de transmission. Ensuite on se pose le problème de comment augmenter le débit de transmission. Les différentes solutions touchent à la bande allouée pour le standard, à la modulation numérique employée dans le procédé de modulation multiporteuses et enfin à la taille des cellules d'un réseau cellulaire. La modulation numérique ayant été choisie comme solution la plus envisageable, le problème de fortes fluctuations d'enveloppe est alors abordé ainsi qu'une introduction générale à des paramètres comme le « PAPR » et l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR »). Les sources de dégradation pour une chaîne de transmission ont été aussi exposées et en conclusion nous allons parler des contraintes des systèmes embarqués.

Dans le chapitre II nous allons décrire la modulation multiporteuse orthogonale dite OFDM. Un petit rappel historique nous fait découvrir les origines de ce procédé de modulation ainsi que ses principales applications. Ensuite nous rentrerons dans les détails en présentant son principe, ses avantages et ses inconvénients pour arriver à parler d'un

paramètre, le « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR »), qui représente un élément important dans la caractérisation des modulations à enveloppe non constante comme l'OFDM. Puis nous introduirons les spécifiques des certaines normes employant la modulation OFDM : ETSI HiperLAN II et IEEE 802.11a/g. Les détails sur ces normes seront donnés en annexe.

Le chapitre III sera dédié aux non-linéarités. Nous commencerons par parler des principaux éléments caractérisant un dispositif non-linéaire : les harmoniques, le point de compression à 1 dB, les produits d'intermodulation (IMn) et le point d'interception (IPn). Les différentes sources de non-linéarités dans une chaîne de transmission seront présentées avec leurs principales caractéristiques. Nous nous sommes surtout intéressés aux convertisseurs analogiques/numériques (CAN), aux mélangeurs et aux amplificateurs de puissance. Achevée cette première analyse relative aux dispositifs non-linéaires, nous allons introduire les caractéristiques non-linéaires du signal de sortie : l'« Error Vector Magnitude » (« EVM »), le « Noise Power Ratio » (« NPR ») et l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR »). Ensuite, toute une partie de ce chapitre sera consacrée à une étude théorique sur l'« ACPR » [RAGU2005]. Un nouveau concept de « ACPR » sera introduit : le « N_ACPR ». Les formules pour le calcul théorique de ces deux paramètres seront présentées. Nous avons pu obtenir une expression mathématique de l'« ACPR » et du « N_ACPR » en fonction des coefficients a_i du modèle non-linéaire (polynomial) de l'amplificateur, de l'amplitude A du signal d'entrée et du nombre N des sous-porteuses du signal OFDM. Les formules d'inversions seront aussi données, permettant de calculer le rapport a_1/a_3 pour un « ACPR » donné. Cela suggère de choisir un modèle d'amplificateur pour que l'« ACPR » ne dépasse pas un certain seuil, en limitant ainsi le choix parmi différents amplificateurs de puissance. Une comparaison entre « ACPR » classique et « N_ACPR » nous a enfin permis de valider le principe de ce nouveau paramètre qui prend mieux en compte la remontée spectrale des lobes secondaires.

Dans le chapitre IV nous allons présenter différentes techniques de réduction du « PAPR ». Parmi les nombreuses techniques existantes, nous en avons alors choisi quatre qui agissent sur le signal d'entrée pour obtenir une réduction des fluctuations d'enveloppe. On cite donc les méthodes suivantes : le « selective mapping », le codage Reed-Muller, le « tone reservation » et l'écrêtage classique plus filtrage. Une description détaillée ainsi que les avantages et les inconvénients seront exposés pour les différentes méthodes. On terminera ce chapitre avec la méthode de l'écrêtage classique plus filtrage, qui nous introduira au chapitre V.

Le chapitre V présentera la nouvelle technique de réduction du « PAPR » inspirée de l'écrêtage classique et que nous avons modifiée afin d'améliorer ses performances en

réception. On parle alors d'écrêtage inversible. Nous allons d'abord décrire cette nouvelle technique en insistant sur le positionnement et sur le choix de la fonction d'écrêtage. Ensuite, les performances de ce système d'écrêtage inversible seront étudiées pour une chaîne de transmission employant une modulation multiporteuses de type OFDM. Les résultats sont obtenus par simulation à l'aide du logiciel ADS. Différents cas de figure seront alors analysés pour arriver à la simulation de la chaîne complète en présence de l'amplificateur de puissance en émission et d'un canal bruité. Cela nous a enfin permis de réaliser un gain réel sur le « Input Back-Off » (« IBO ») du « PA » de 1 dB, tout en gardant les mêmes performances en « BER » du système de transmission. Ce gain en « IBO » nous amène alors à un gain équivalent en consommation de 11%. Une partie de ce chapitre sera aussi dédiée à la comparaison entre les deux techniques d'écrêtage : l'écrêtage classique et l'écrêtage inversible [RAG2006b].

Dans le chapitre VI nous allons enfin proposer des conclusions pour ce manuscrit ainsi que les perspectives de ce travail de recherche.

Les annexes concernant les rappels sur l'enveloppe complexe, la relation entre le « PAPR » en bande de base (« PAPR »$_{\mathrm{BdB}}$) et celui en radiofréquences (« PAPR »$_{\mathrm{RF}}$), les signaux I/Q OFDM, le canal de transmission, les normes et le logiciel ADS compléteront ce manuscrit.

Chapitre I

Contexte et Problématique

I.1 Introduction

Ce chapitre a pour but de décrire certaines définitions théoriques propres au contexte de cette thèse. Dans une première partie, les différents modes de communication entre émetteur et récepteur seront présentés ainsi qu'une introduction sur le canal de transmission concernant le bruit additif, les multitrajets et l'effet Doppler. Dans la partie suivante, nous aborderons l'augmentation du débit de transmission vis-à-vis des environnements très difficiles (canal fortement bruité ou multitrajet avec évanouissement). Parmi les différentes solutions envisagées à l'accroissement du débit, on cite l'augmentation de la bande allouée pour le standard, la réduction de la taille des cellules, la modification du type de modulation numérique employée ou l'utilisation d'un procédé de modulation multiporteuse orthogonale combinée à des modulations numériques de type M-QAM (« Quadrature Amplitude Modulation »). Ayant retenu comme solution optimale le procédé de modulation multiporteuses orthogonales, les fluctuations d'enveloppe du signal modulé représentent le principal problème. Nous allons donc introduire le concept de « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR ») présenté également dans le chapitre II pour le cas spécifique de la modulation OFDM (« Orthogonal Frequency Division Multiplexing »). Les différentes sources de perturbation pour une chaîne de transmission seront aussi présentées ainsi qu'une introduction générale de l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR »). Pour finir, nous allons terminer avec les principales contraintes des terminaux mobiles.

I.2 Communications Cellulaires

I.2.1 Définitions

Un système de télécommunications de type cellulaire prévoit un découpage spatial du territoire en cellules. Chaque cellule est caractérisée par un point d'accès (station de base, hot spot) avec lequel le terminal mobile communique : il peut aussi dialoguer simultanément avec différentes stations de base. La figure I.1 présente de façon générale le réseau cellulaire de télécommunication.

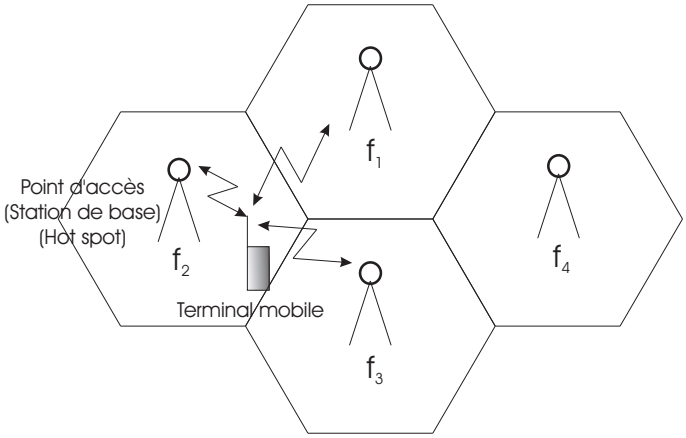


FIG. I.1. Structure Cellulaire d'un Réseau de Télécommunications

La taille des cellules est définie auparavant en fonction de la puissance d'émission de la station de base. Pour chaque utilisateur, elles peuvent émettre soit sur des fréquences porteuses identiques (« UMTS ») soit sur des fréquences porteuses différentes (« GSM » et « UMTS »).

Chaque terminal mobile communique avec la station de base dans les deux sens [cf. fig. I.2]. La voie montante, est l'envoie des données du terminal mobile à la station de base tandis que la voie descendante représente le chemin inverse. La communication peut aussi être établie directement entre les terminaux mobiles. On parle alors de mode de communication en voie directe. Un exemple est représenté par le protocole de relais dit « Opportunity Driven Multiple Access » (« ODMA ») en « UMTS ».

En outre, il existe des réseaux dits *ad hoc*. À l'intérieur de ces réseaux, chaque terminal mobile est à la fois émetteur, récepteur et station de base. Ce sont donc des réseaux spéciaux où les terminaux communiquent entre eux malgré l'absence de station de base.

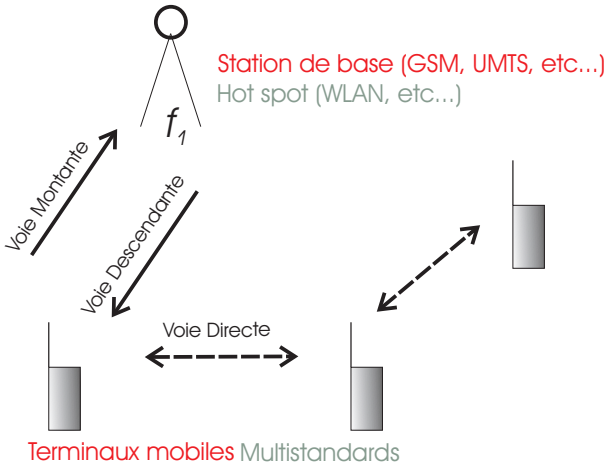


FIG. I.2. Modes de Communication

Dans un avenir proche, le terminal mobile utilisera les réseaux « GSM » ou « UMTS » ou « WLAN » selon ses besoins ce qui constituera la future génération des terminaux mobiles dits multistandard.

Dans la suite, nous allons nous intéresser au mode de communication en voie montante pour l'étude de l'amplificateur de puissance sur le terminal mobile en émission. Une chaîne de transmission radio-fréquences (RF) se compose en général de trois blocs principaux : l'émetteur, le canal de transmission RF et le récepteur. La figure I.3 montre le schéma bloc d'une telle chaîne où les détails sont adaptés à notre étude : voie montante avec les modulateurs M-QAM et I/Q, l'amplificateur de puissance (« PA ») représenté par sa fonction non-linéaire $G[\ .\ ]$ d'ordre n et le canal de transmission plus bruit $n(t)$ où $h_D^{multi}(t)$ représente la réponse impulsionnelle du canal. En réception, le signal reçu $r(t)$ est démodulé.

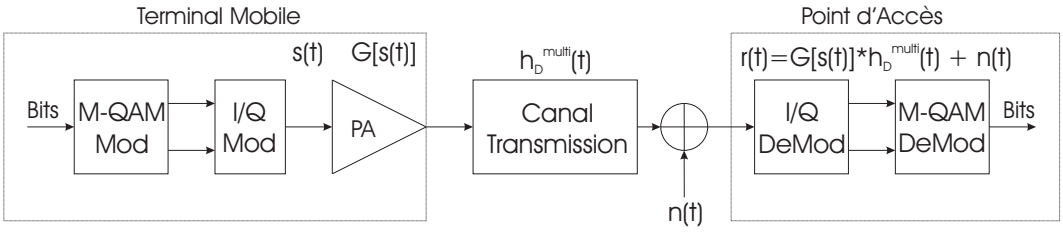


FIG. I.3. Schéma Bloc d'une Chaîne de Transmission RF : Voie Montante

À titre de rappel introductif, nous présentons ci-dessous les expressions de $s(t)$, $G[\ .\ ]$, $h_D^{multi}(t)$ et $r(t)$ présentés en figure I.3 :

$$s(t) = \Re[\tilde{x}(t)\ e^{j2\pi f_c t}] \tag{I.1}$$

$$G[\ .\ ] = a_1(\ .\ ) + a_2(\ .\ )^2 + a_3(\ .\ )^3 + \ \dots\ + a_n(\ .\ )^n \tag{I.2}$$

$$h_D^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i)\ e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} \tag{I.3}$$

$$r(t) = G[s(t)] * h_D^{multi}(t) + n(t) \tag{I.4}$$

Plus de détails sur ces signaux et sur ces fonctions seront présentés au chapitre II et au chapitre III. Dans les paragraphes qui suivent, nous allons parler du canal de transmission en termes de bruit additif, de multitrajets et de Doppler.

I.3 Le Canal de Transmission

Les ondes électromagnétiques transitant sur un canal de transmission radio-fréquences subissent des altérations dues à la nature et à la structure du milieu de transmission. D'autres perturbations sont liées aux caractéristiques des composants (« PA », par exemple) du terminal mobile et à sa vitesse de déplacement.

Les trois principaux aspects gênants lors de la transmission sur un canal radio-fréquences sont donc le *bruit blanc gaussien additif*, les *multitrajets* et l'*effet Doppler*.

I.3.1 Le Bruit Blanc Gaussien Additif

Le bruit blanc gaussien additif (« Additive White Gaussian Noise », « AWGN ») est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques. Ce bruit de canal est modélisé par un signal aléatoire, $n(t)$, dont la distribution de probabilité suit la loi Gaussienne :

$$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(n-\mu)^2/2\sigma^2} \tag{I.5}$$

où $\mu = E\{n(t)\} = 0$ et $\sigma^2 = E\{[n(t) - \mu]^2\} = E\{n^2(t)\}$ représentent respectivement sa valeur moyenne et sa variance. Ensuite la densité spectrale de puissance du bruit blanc gaussien [cf. fig. I.4(a)] tient compte, par définition, de toutes les fréquences $(-\infty,\ +\infty)$ avec une amplitude de $N_0/2$. Dans ce cas, la puissance de bruit P_b est infinie [cf. éq. (I.6)].

Pour les applications réelles sur canaux radiofréquences, on utilise la densité spectrale de bruit filtré sur fréquence porteuse [cf. fig. I.4(b)] dont la puissance P_b^F est donnée en équation (I.7).

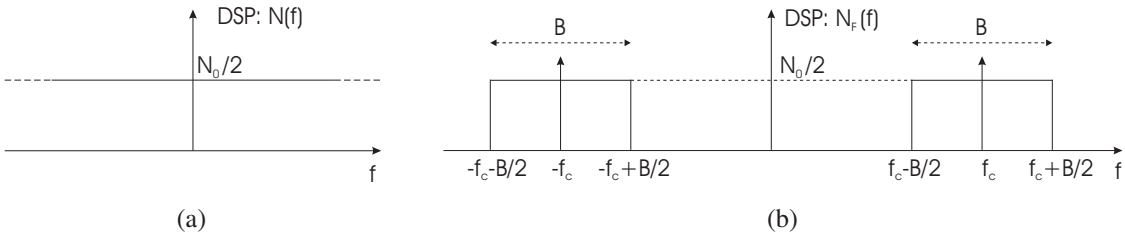


FIG. I.4. Densité Spectrale de Puissance du Bruit Blanc Gaussien (a) et Filtré (b)

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} N(f)\, df = \infty \tag{I.6}$$

$$P_b^F = 2 \times \int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} N_F(f)\, df = N_0 B \tag{I.7}$$

Enfin, ce bruit s'ajoutant au signal émis, il dégrade les performances en « BER » d'une chaîne de transmission. Pour plus de détails, le lecteur peut se reporter à l'annexe D.1.

I.3.2 Les Multitrajets

Un signal $s(t)$ qui parcourt une distance donnée entre l'émetteur et le récepteur, subit des réflexions par les obstacles (immeubles, montagnes, etc...) présents dans le canal [JAKE1974]. La réponse impulsionnelle du canal est alors donnée par l'équation (I.8) :

$$h^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i)\, e^{j\theta_i} \tag{I.8}$$

avec M le nombre de trajets multiples, τ_i les retards ($0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \ \ldots \ \leq \tau_{M-1}$), h_i les amplitudes et θ_i la phase associée à chaque trajet.

Si l'on appelle τ_{MAX} l'étalement maximal du canal [SKLA1997], alors l'IES (Interférence Entre Symboles) est minimisée si la durée d'un symbole émis, T_S, est nettement supérieure à τ_{MAX} [cf. éq. (I.9)].

$$T_S \gg \tau_{MAX} \tag{I.9}$$

Dans le domaine fréquentiel on définit la bande de cohérence comme l'ensemble des fréquences pour lesquelles l'amplitude du spectre du signal subit la même atténuation.

Nous en déduisons ainsi la sélectivité en fréquence du canal de transmission. Nous laissons le lecteur se reporter à l'annexe D.2 pour plus de détails.

L'utilisation d'une modulation multiporteuses comme l'OFDM vise à corriger les méfaits de la sélectivité en fréquence du canal permettant d'obtenir une réponse fréquentielle du canal localement plate au niveau de chaque sous-porteuse [cf. § II.2.3.1].

I.3.3 L'Effet Doppler

Lorsque un récepteur se déplace à une vitesse $\overrightarrow{v}$, la fréquence du signal reçu est modifiée d'une quantité f_D [cf. éq. (I.10)], dite fréquence Doppler, proportionnelle à cette vitesse [RIVI1998].

$$f_D = \frac{f_c}{c}|\overrightarrow{v}|\cos\alpha = \frac{|\overrightarrow{v}|}{\lambda_c}\cos\alpha \tag{I.10}$$

Ici f_c et λ_c sont respectivement la fréquence de la porteuse et la longueur d'onde associée. L'angle α est pris entre la direction de $\overrightarrow{v}$ et celle suivie par l'onde électromagnétique émise. Le signe de f_D est déterminé par le $\cos\alpha$ et il est positif si le récepteur s'éloigne de l'émetteur et négatif s'il s'en approche. Tous ces détails sont précisément présentés en annexe D.3.

Une fois définie la fréquence Doppler f_D, nous pouvons caractériser le canal en termes des ses variations temporelles en introduisant le temps de cohérence T_{coh} :

$$T_{coh} \approx \frac{1}{f_D} \tag{I.11}$$

Ce paramètre représente l'intervalle temporel durant lequel les distorsions sont négligeables [cf. annexe D.3]. Ainsi, un canal à évanouissement temporel rapide possède un T_{coh} faible. Pour éviter toute sélectivité temporelle sur un symbole émis, il faudrait donc avoir un temps de cohérence nettement supérieur au temps symbole, T_S :

$$T_{coh} \gg T_S \tag{I.12}$$

I.4 Augmentation du Débit

I.4.1 Introduction

Dans le but d'augmenter le débit de transmission, l'idée est de modifier différents paramètres tels que la bande allouée pour le standard, la taille des cellules et le type

de modulation numérique employée dans un procédé de modulation particulier comme l'OFDM. Nous allons ainsi analyser tous ces aspects pour comprendre lequel reste le plus envisageable.

I.4.2 La Bande Allouée pour le Standard

Le spectre radiofréquence est une ressource limitée et dont l'utilisation doit être optimisée. Toute la gamme des fréquences sur lesquelles on peut transmettre est réglementée par des organismes comme l'ERO ou le CEPT [ERO2006], [CEPT2006] qui s'occupent de bien répartir les bandes des fréquences en fonction de l'application visée. La bande passante allouée en télécommunication pour une application quelconque est donc fixée et on ne peut pas toucher à ce paramètre sauf autorisation de l'un des organismes de réglementation. Par conséquence, l'augmentation du transfert de données ne peut pas se faire en jouant sur la bande allouée pour le standard.

I.4.3 La Taille des Cellules

Dans ces dernières années, un nouveau paramètre a été introduit dans la définition d'efficacité spectrale d'une modulation numérique : c'est la taille des cellules [ALOU1997]. Pour une cellule circulaire de diamètre d, sa surface vaut $\pi(d/2)^2$. Nous allons alors parler de « ASE », « Area Spectral Efficiency » [$bits/sec/Hz/m^2$], définie par l'équation (I.13) :

$$A_e = \frac{\sum_{k=1}^{N_S} D_k}{\pi(d/2)^2 W} \tag{I.13}$$

où N_S est le nombre total de canaux actifs dans chaque cellule, D_k le débit maximal du $k-ieme$ utilisateur et W la bande allouée pour chaque cellule. Alors, l'efficacité spectrale « ASE » dépend de d et donc de la taille des cellules. L'« ASE » augmente lorsque la taille des cellules diminue. En réduisant la taille des cellules, le débit de transmission des données sera optimal suite à une réutilisation optimisée des fréquences porteuses assignées à chaque cellule.

Le fait de réduire la taille des cellules pour augmenter l'« ASE » pose un problème au niveau de la gestion de l'« handover » qui est le mécanisme assurant la continuité de communication lorsqu'un terminal mobile change de cellule. Les cellules étant plus petites, le système doit donc commuter d'une fréquence porteuse à une autre beaucoup plus rapidement.

Cela complexifie le système de transmission, surtout au niveau de l'infrastructure du réseau car des cellules plus petites impliquent un nombre de points d'accès plus élevé. Ce sujet restant en dehors de notre étude, il ne sera pas pris en considération dans la suite.

I.4.4 Le Procédé de Modulation Numérique

La modulation numérique peut être considérée comme un des paramètres en fonction duquel on peut envisager d'augmenter la transmission des données et, donc, le débit.

En particulier, le codage binaire à signal réalise une association entre un paquet de n bits (par exemple `10`) et un symbole (complexe) c_k qui contient une information sur l'amplitude et sur la phase. À titre d'exemple, nous retrouvons dans la figure I.5 le diagramme de constellation des symboles c_k sur le plan complexe I/Q pour une modulation de type 16-QAM. Les points de la constellation représentent le nombre d'états M de la modulation et donc sa complexité. Sur la même figure nous avons aussi tracé la trajectoire du signal radiofréquence entre les 16 différents états de la modulation numérique.

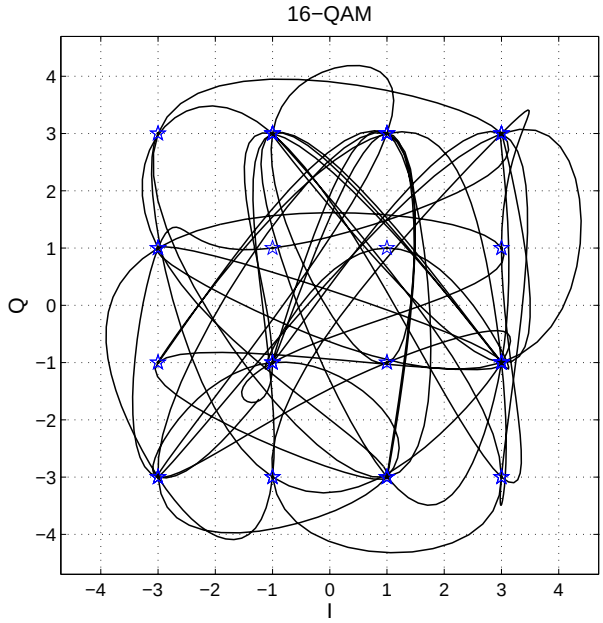


FIG. I.5. Constellation et Trajectoire pour une Modulation 16-QAM

La quantité n de bits transportés par chaque symbole c_k est liée au nombre d'états M selon l'équation (I.14) :

$$n = \log_2(M) \tag{I.14}$$

Rappelons maintenant que le débit binaire vaut :

$$D_b = \frac{1}{T_b} \quad [bits/sec] \tag{I.15}$$

où T_b est le temps bit, alors le débit symbole est égal à :

$$D_s = \frac{1}{n.T_b} = \frac{D_b}{n} \quad [Bauds] \tag{I.16}$$

d'où

$$D_b = n.D_s \tag{I.17}$$

Donc nous remarquons qu'à D_s fixe, le débit binaire D_b augmente avec $n = \log_2(M)$ et par conséquence avec les états M de la modulation numérique.

Cela signifie que la modulation employée sera une modulation à M états, avec M suffisamment élevé : 16 ou 64 QAM, par exemple. Le signal modulé présente alors une enveloppe non-constante avec une excursion en amplitude suffisamment élevée. Cela peut se voir en figure I.5 où la trajectoire est irrégulière avec des excursions importantes autour des points bleus de la constellation.

Si ensuite ces modulations à M états apparaissent dans le procédé de modulation de type multiporteuses orthogonales, comme par exemple l'OFDM [§ II.2], alors d'un côté le débit croit globalement mais de l'autre côté, les fluctuations d'enveloppe deviennent de plus en plus importantes et le rapport puissance maximale à puissance moyenne, « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR »), est plus élevé.

Ces caractéristiques du signal modulé OFDM nous motivent à mener notre étude vers l'analyse de l'impact de ce « PAPR » élevé sur les performances d'une chaîne de transmission en considérant que le point critique est surtout représenté par l'amplificateur de puissance en émission.

I.4.5 Conclusions

L'augmentation du débit de transmission pour un système de télécommunications peut se faire selon différents paramètres comme, par exemple, la bande allouée pour le standard, la taille des cellules ou encore la modulation numérique.

La bande allouée pour le standard ne peut pas être modifiée si facilement pour des raisons de réglementation par des organismes officiels. En outre, l'« ASE » ne peut pas être augmentée si simplement car cela implique une complexité plus élevée du système.

Donc, parmi ces paramètres nous avons considéré que l'utilisation d'un procédé de modulation de type OFDM [§ II.2.2] reste le seul bon compromis pour augmenter le débit de transmission tout en gardant une robustesse du signal vis-à-vis du canal multitrajet avec évanouissement.

Malheureusement, cette modulation multiporteuse orthogonale entraîne de fortes fluctuations d'enveloppe sur les signaux modulés. Ces fluctuations importantes ont un impact sur le « PAPR » du signal émis avant amplification. Le « PAPR » croit à la fois avec le nombre d'états de la modulation numérique employée dans l'OFDM et avec le nombre de sous-porteuses orthogonales. Dans ce contexte, l'amplification non-linéaire du signal à émettre se réalise dans de mauvaises conditions.

I.5 Fluctuations d'Enveloppe

Les fluctuations de l'enveloppe du signal modulé déterminent sa dynamique en amplitude, et donc en puissance. Comme on a vu aux paragraphes précédents, ces fluctuations peuvent devenir suffisamment importantes. On définit alors une puissance maximale (P_{max}) et une puissance moyenne (P_{moy}) pour le signal en question.

Le rapport entre ces deux puissances représente le « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR ») qui caractérise la dynamique en puissance du signal modulé. Plus de détails sur le « PAPR » seront donnés dans la suite [§ I.5.2]. Lorsque la dynamique du signal est élevée, le « PAPR » est lui aussi grand. Cela se répercute de façon négative sur l'amplificateur de puissance qui peut facilement saturé le signal à amplifier.

Un signal généré par modulation numérique de type M-QAM et modulant sa porteuse RF, présente une enveloppe complexe en bande de base non-constante [cf. fig. I.6].

Dans les radiocommunications [BAUD2002], les signaux qui transitent sur le canal de transmission ont leur spectre de largeur B centré autour d'une fréquence porteuse f_c ($>> B$) modulée par les signaux en bande de base qui transportent l'information. Dans le domaine temporel, ce signal modulé se compose d'une sinusoïde (f_c) dont certains paramètres (fréquence, amplitude, phase) varient avec les symboles à transmettre (signal en bande de base).

Ce signal modulé, appelé par la suite $s(t)$, peut s'écrire sous la forme :

$$s(t) = \Re\{\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_c t}\} = I(t)\cos(2\pi f_c t) - Q(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{I.18}$$

Le signal $\tilde{x}(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal $s(t)$ [cf. Annexe A] et les deux signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de $\tilde{x}(t)$

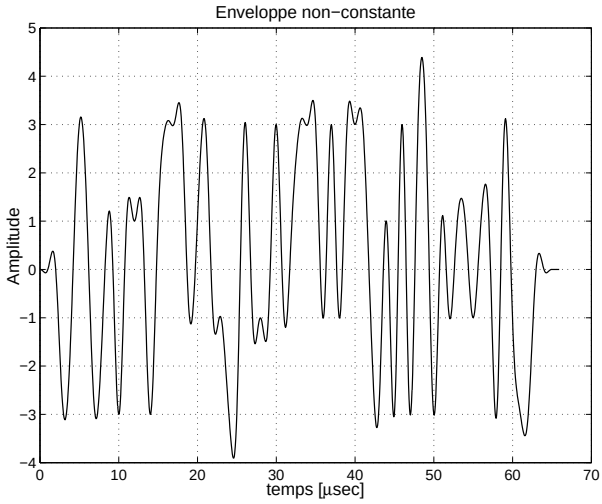


FIG. I.6. Allure de la Partie Réelle de l'Enveloppe Complexe (16-QAM)

[LOPR1992]. Ces signaux $I(t)$ et $Q(t)$ représentent respectivement les voies en phase et en quadrature d'un modulateur en quadrature I/Q. L'enveloppe du signal $s(t)$ représentée par le module de $\tilde{x}(t)$ est alors non-constante, alors que dans le cas où le module de $\tilde{x}(t)$ n'est pas fonction du temps, elle devient constante.

I.5.1 M-QAM et Enveloppe Non-Constante

La modulation numérique QAM (« Quadrature Amplitude Modulation ») associe à chaque symbole s_i une amplitude A_i et une phase ϕ_i. Pour le symbole s_i émis sur l'intervalle $[kT_C,\ (k+1)T_C]$, on transmet le signal :

$$s_i(t) = A_i s(t - kT_C)\cos(2\pi f_c t + \phi_i) \tag{I.19}$$

Si T_B est le temps bit alors $T_C = n \times T_B$, où $n = log_2(M)$ correspond au nombre de bits associés au symbole s_i. Ensuite, la somme de ces signaux $s_i(t)$ nous donne le signal $s(t)$ modulé à M états en amplitude et phase :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k s(t - kT_C)\cos(2\pi f_c t + \phi_k) \tag{I.20}$$

où a_k et ϕ_k représentent respectivement l'amplitude A_i et la phase ϕ_i émises dans l'intervalle k. Le signal $s(t)$ peut alors s'écrire :

$$\begin{aligned} s(t) &= \cos(2\pi f_c t) \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \cos(\phi_k) s(t - kT_C) + \\ &- \sin(2\pi f_c t) \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \sin(\phi_k) s(t - kT_C) \\ &= I(t)\cos(2\pi f_c t) - Q(t)\sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{I.21}$$

où les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ valent :

$$I(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \cos(\phi_k) s(t - kT_C) \tag{I.22}$$

$$Q(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \sin(\phi_k) s(t - kT_C) \tag{I.23}$$

À partir de ces signaux [cf. éq. (I.22) et éq. (I.23)] et en utilisant une M-QAM, nous pouvons en déduire que l'enveloppe du signal modulé n'est pas constante. Enfin en figure I.7 nous retrouvons un exemple de constellation pour une modulation 16-QAM où M vaut 16.

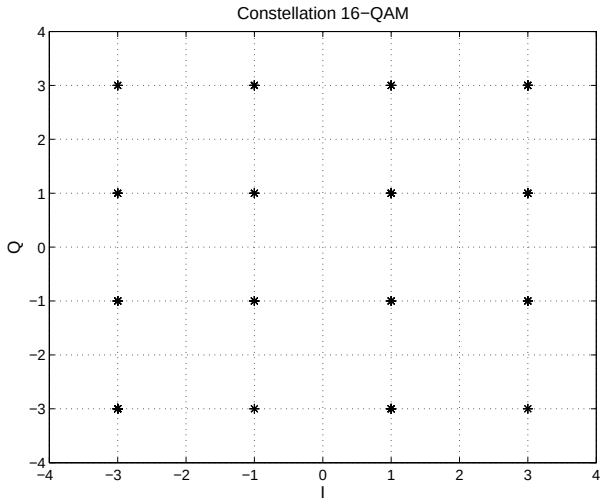


Fig. I.7. Constellation 16-QAM

I.5.2 Introduction Générale au « PAPR »

L'enveloppe d'un signal modulé peut varier dans le temps et ces fluctuations d'amplitude [§ I.5] sont caractérisées par le « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR »). Les modulations multiporteuses orthogonales comme l'OFDM représentent le cas typique de signaux modulés à enveloppe non constante avec un « PAPR » élevé. Dans l'équation (I.24) nous donnons l'expression générale du « PAPR » qui mesure donc la dynamique en puissance du signal modulé. Ce paramètre est défini comme le rapport entre la puissance maximale (P_{max}) et la puissance moyenne (P_{moy}) du signal $s(t)$ sur un intervalle T :

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max\limits_{t\epsilon[0,T]} \mid s(t) \mid^2}{\frac{1}{T}\int_0^T \mid s(t) \mid^2 dt} \tag{I.24}$$

La quantité $10\log(PAPR)$ représente la valeur du « PAPR » en dB. En outre dans la littérature nous retrouvons d'autres façons de définir ce paramètre en fonction du signal à analyser [PAL2005c]. Le lecteur peut ensuite se reporter au chapitre II [§ II.2.4] pour la définition du « PAPR » dans le cas des modulations multiporteuses de type OFDM.

Comme nous avons précisé ci-dessus, le « PAPR » mesure en général le rapport de la puissance maximale à la puissance moyenne pour un signal modulé RF. Mais nous pouvons aussi utiliser ce paramètre pour mesurer la dynamique en puissance des signaux I/Q de l'enveloppe complexe bande de base du signal modulé [PAL2005b]. Dans ce cas nous allons définir un « PAPR » en bande de base (« PAPR »$_{\mathrm{BdB}}$) qui est lié au « PAPR » du signal modulé RF (« PAPR »$_{\mathrm{RF}}$) par l'équation suivante :

$$PAPR_{RF} \leq 2.PAPR_{BdB} \tag{I.25}$$

L'annexe B montre comment cette relation a été déduite. Enfin, différentes méthodes de réduction du « PAPR » seront présentées et décrites dans le chapitre IV.

I.6 Principales Sources de Dégradation

Une chaîne de transmission pour les télécommunications se compose d'un ensemble de "blocs" permettant à un signal donné de transiter d'un point de départ à un point d'arrivée. N'étant jamais idéaux, ces "blocs" introduisent des perturbations qui dégradent le signal. Il existe donc différentes sources de perturbation telles que les composants non-linéaires (par exemple l'amplificateur de puissance) et le canal de transmission radio-fréquences (bruit blanc gaussien additif, multitrajets avec évanouissement et Doppler).

I.6.1 Amplification Non-Linéaire

La distorsion due à la caractéristique de transfert non-linéaire de l'amplificateur de puissance (« PA ») génère aussi une déformation de la constellation du signal émis [cf. fig. I.8]. Ce cas représente un point critique surtout si l'on émet des signaux à « PAPR » élevé (par exemple OFDM) car les fortes excursions en amplitude de ces signaux ont tendance à saturer l'étage d'amplification. Cela nous oblige à faire travailler l'amplificateur de puissance en zone de forte linéarité, en entraînant une dégradation du rendement. Un rendement médiocre se traduit par une consommation plus élevée. Par conséquence, la ressource énergétique d'un terminal mobile étant limitée, il est rationnel d'optimiser le rendement et donc la consommation des différents composants.

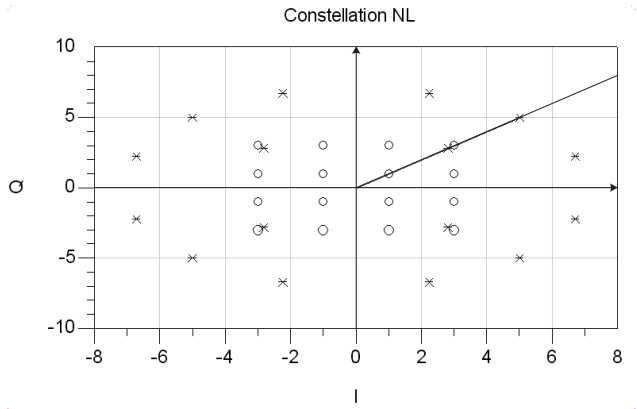


FIG. I.8. Dégradation due aux Non-Linéarités du « PA » (16-QAM)

En figure I.8, nous avons tracé la constellation d'un signal 16-QAM avant (cercles) et après (astérisques) amplification non-linéaire. On remarque que la distorsion a donc un impact juste sur l'amplitude du signal amplifié. La phase reste constante car les points de la constellation se situent bien sur les lignes à phase constante. Dans la réalité, l'amplification non-linéaire introduit aussi un déphasage. Ici ce n'est pas le cas, car pour notre étude nous avons choisi un modèle comportemental qui ne prend pas en compte les distorsions de phase (ni l'effet mémoire). Plus de détails sur les amplificateurs de puissance et leur modélisation seront présentés au chapitre III [§ III.3.4].

I.6.1.1 Introduction Générale à l'« ACPR »

Une conséquence des non-linéarités sur le spectre du signal amplifié est représentée par la remontée des lobes secondaires. Le spectre est déformé comme le montre la

figure I.9. Ces lobes secondaires encombrent les bandes adjacentes en perturbant la transmission qui se fait sur ces canaux.

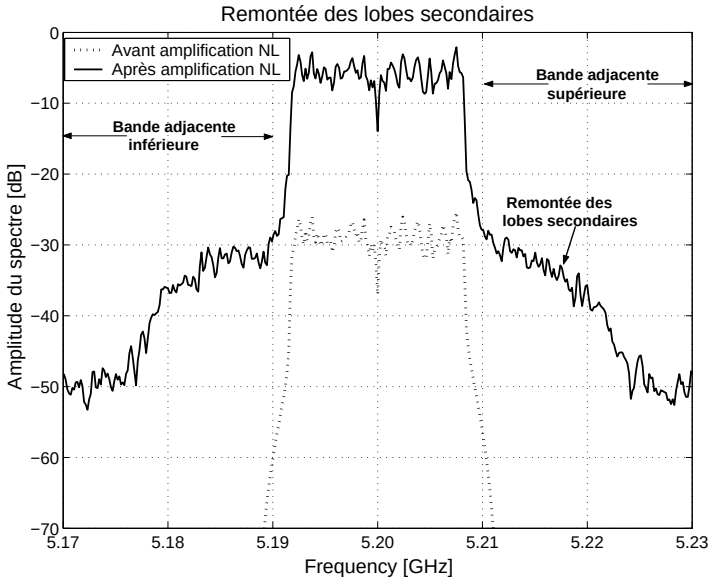


FIG. I.9. Remontée des Lobes Secondaires

Pour caractériser cet encombrement spectral dans le canal adjacent supérieur ou inférieur, nous utilisons l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR ») qui mesure le rapport entre la puissance dans la bande adjacente (P_{adj}) supérieure ou inférieure et la puissance dans la bande utile (P_{uti}) [cf. éq. (I.26)].

$$ACPR = \frac{P_{adj}}{P_{uti}} \tag{I.26}$$

Pour l'instant nous nous limitons à introduire de façon très générale ce paramètre. Une étude théorique beaucoup plus détaillée a été réalisée dans le chapitre III [§ III.5].

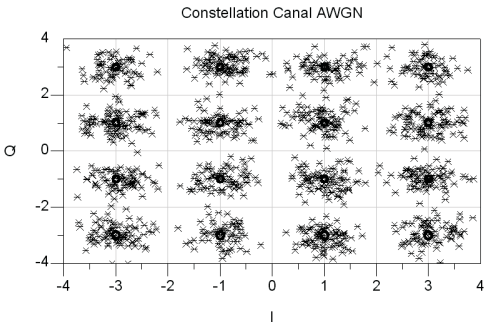
I.6.2 Canal de Transmission

Les caractéristiques concernant le canal de transmission ont déjà été introduites dans les paragraphes précédents [§ I.3] et nous retrouvons plus de détails en annexe D. Trois types de perturbations de canal ont été prises en compte : bruit blanc gaussien additif (« AWGN »), multitrajets avec évanouissement et Doppler. À titre d'indication, les principales caractéristiques de ces perturbations sont déclinées dans le tableau I.1. Ce sont des caractéristiques génériques qui ont permis par simulation de voir l'impact de ces perturbations sur les diagrammes de constellation respectifs. La figure I.10 montre donc ces

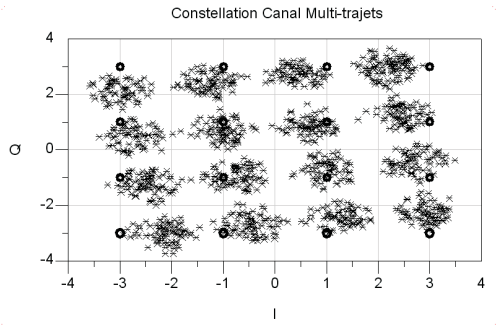
dégradations sur la constellation du signal reçu (16-QAM) à cause du bruit additif, des multitrajets et du Doppler.

« AWGN »	Eb/No = 16 dB		
MultiTraj.	Modèle de Jakes [JAKE1974]	N Trajets = 4	Évanouiss. de Rayleigh
Doppler	Vx = 300 Km/hr		

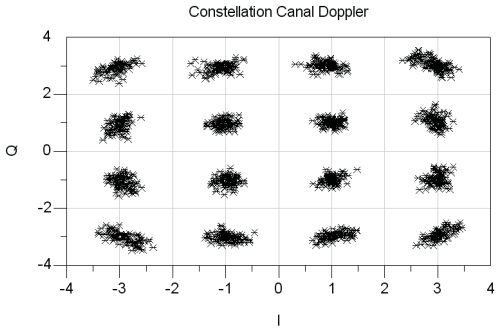
TAB. I.1. Principaux Paramètres de Canal



(a) « AWGN »



(b) Multi-trajets



(c) Doppler

FIG. I.10. Dégradations dues au Canal (16-QAM)

L'effet du bruit blanc gaussien additif a un impact juste sur l'amplitude du signal émis en étalant ainsi les points de la constellation 16-QAM [cf. fig. I.10(a)].

Le canal multitrajet introduit une atténuation et un déphasage ainsi qu'un retard sur chaque parcours. La constellation à la réception présente alors une rotation de phase et les points s'étalent à cause de la distribution de Rayleigh des coefficients d'atténuation [cf. fig. I.10(b)].

Enfin, la mobilité de l'antenne réceptrice introduit une dégradation de type Doppler qui agit instant par instant sur la phase et l'amplitude des points de la constellation [cf. fig. I.10(c)].

I.7 Contraintes des Terminaux Mobiles

Les deux principales contraintes pour un terminal mobile sont représentées par l'*intégration* et la *consommation*.

L'intégration peut être optimisée en minimisant la complexité du système et donc en transférant par exemple certaines fonctions analogiques (filtrage, etc...) vers la partie numérique du terminal. Les circuits numériques bénéficient d'une bien meilleure intégration.

La consommation a toujours représentée un des principaux challenges pour les systèmes de communication mobile à cause de la capacité limitée de la batterie. Ce problème est devenu de plus en plus important lorsqu'on parle de technologies mobiles de dernière génération (3G+/4G) et donc de communications garantissant un transfert élevé de données (haut débit).

Comme nous avons vu aux paragraphes précédents, ces technologies utilisent des modulations à enveloppe non constante qui présentent des caractéristiques contraignantes (« PAPR » élevé, par exemple). Cela entraîne donc une consommation plus importante d'énergie à cause du dimensionnement de l'amplificateur de puissance en émission (fonctionnement en zone linéaire). Il doit amplifier ces signaux sans trop les distordre.

Sur une chaîne de transmission haut débit, l'amplificateur de puissance en émission représente alors un point critique pour les équipements embarqués. Il représente tout seul environ 60% de la consommation globale du terminal mobile. Alors pour rendre attractives les technologies haut débit sur les terminaux mobiles, il faut optimiser la consommation. Dans notre étude, nous nous sommes principalement intéressés à ce challenge concernant la consommation de l'amplificateur de puissance à l'émission.

I.8 Conclusions

Nous avons déjà parlé dans ce chapitre de l'augmentation du débit de transmission des données et de la méthode la plus appropriée pour atteindre cet objectif : l'utilisation de modulations numériques de type M-QAM combinées avec un procédé de modulation multiporteuses orthogonales comme l'OFDM. En outre cette modulation présente des

bonnes performances sur des canaux de transmission de type multitrajets avec évanouissement. La réponse fréquentielle du canal apparaît plate localement, c. à d. au niveau de chaque sous-porteuses [cf. § II.2.3.1].

L'utilisation de ce procédé de modulation génère des fortes fluctuations sur la dynamique de l'enveloppe du signal à émettre. Ces fluctuations se répercutent sur le « PAPR » qui augmente énormément jusqu'à atteindre les 12-13 dB (résultat de simulation). Dans ce contexte, l'amplification du signal émis se fait dans des mauvaises circonstances. D'un côté, la dynamique importante du signal à amplifier nous oblige à faire travailler l'amplificateur de puissance en zone très linéaire avec une forte dégradation de son rendement et donc avec un consommation d'énergie beaucoup plus élevée. De l'autre côté, si l'on s'éloigne de la zone linéaire alors des problèmes dus à la saturation de l'amplificateur se présenteront. Le signal de sortie sera donc écrêté en entraînant une dégradation du « BER » et une déformation du spectre avec un impact négatif sur l'« ACPR » [§ I.6.1.1].

Réduire la dynamique de l'enveloppe du signal modulé (réduction du « PAPR ») afin d'améliorer le rendement de l'amplificateur de puissance, tout en garantissant un « ACPR » et un « BER » corrects, tel est l'objectif identifié dans cette thèse.

Chapitre II

Procédé de Modulation OFDM

II.1 Introduction

Ce chapitre sera dédié au procédé de modulation multiporteuse dit « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » (« OFDM ») qui trouve son application dans des standards comme ETSI HiperLAN II et IEEE 802.11a/g de la famille Wi-Fi (« **Wi**reless **Fi**delity »). Dans un premier temps, nous aborderons les origines et l'évolution de cette modulation multiporteuse avec ses applications. Ensuite, nous présenterons ce procédé de modulation dans les détails en parlant de son principe, de ses avantages et de ses inconvénients. Et pour finir, un paragraphe introduira de façon générale les standards ETSI HiperLAN II et IEEE 802.11a/g. Les détails seront présentés en annexe E.

II.2 « Orthogonal Frequency Division Multiplexing »

II.2.1 Historique

Aux États Unis [AKMO2000], on commençait à parler de modulations multiporteuses vers la fin des années 50. On voulait un système robuste qui pouvait remédier aux problèmes liés aux multitrajets. Dans un tel contexte, avec des canaux de transmission hostiles, les modulations classiques monoporteuses ne s'avérèrent plus efficaces. Une solution consistait à augmenter la durée des symboles émis. Cela fait, on voyait les débits chuter brutalement. Il fallait, alors, une solution bilatérale assurant d'un côté une robustesse du signal aux trajets multiples et, de l'autre côté, un débit acceptable.

Un premier modem HF utilisant des modulations 2-FSK sur 20 ou 40 voies en parallèle [DOEL1957] fut proposé en 1957. L'idée consistait à émettre simultanément sur

des fréquences porteuses différentes des modulations à bas débits. Chaque porteuse était, donc, peu sensible aux effets du canal tandis que l'émission de plusieurs porteuses en même temps permettait d'obtenir un débit binaire de 3 Kbit/sec dans la bande de 0 à 3 KHz. D'autres études [MOSI1958] permirent d'apporter des améliorations à cette première version de modem multiporteuse et de réaliser un modem nommée « KINEPLEX ». Le principe était assez efficace pour garantir un bon débit sans aucun impact négatif sur le « BER » (« Bit Error Rate »), mais les N voies (sous-porteuses) envoyées en parallèle augmentaient l'encombrement spectral du signal émis. Les chercheurs pensèrent, alors, qu'on pouvait recouvrir partiellement les spectres des sous-porteuses en réduisant ainsi la bande occupée. Mais à l'époque, ce recouvrement spectral restait juste une solution théorique. Ils ne savaient pas encore comment les sous-porteuses pouvaient se chevaucher sans dégrader les performances du système.

Par la suite, d'autres chercheurs s'intéressèrent de plus en plus aux modulations multiporteuses. En 1966 des conditions d'orthogonalité furent mises en évidence [CHAN1966]. Cela aurait permis aux spectres des respectives sous-porteuses de se chevaucher, en optimisant ainsi la bande occupée par le signal émis. Dans ce même article, il furent démontrés plusieurs lemmes et théorèmes concernant les paramètres de la modulation (forme d'onde, espace entre les sous-porteuses, etc...) pour assurer l'orthogonalité. Dès lors, on commença à parler de « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » (« OFDM ») comme un type de modulations multiporteuses avec des propriétés bien précises (l'orthogonalité). Quelques années plus tard dans [GIBB1968], on retrouve les performances théoriques d'un système de transmission utilisant une modulation OFDM, avec un intérêt particulier pour l'optimisation des instants d'échantillonnage en réception.

Aux États Unis la recherche avançait bien dans le domaine des modulations OFDM et en 1968 des chercheurs américains réalisèrent deux nouveaux modems OFDM. Le premier [PORT1968] fonctionnait dans la bande 400 Hz - 3000 Hz et utilisait 64 porteuses espacées de 40 Hz et modulées par une 2-PSK. Le débit atteint était de 4800 bits/sec pour un TEB compris entre 10^{-3} et 10^{-6} selon la sévérité du canal. Le second modem [ZIMM1967] utilisait 43 porteuses sur une bande de 3 KHz dans le canal HF, chacune utilisant une modulation 2-PSK et le débit obtenu était proche de 2500 bits/sec. Après la réalisation de ces modem et après les études sur les performances du système OFDM, on s'aperçut que la synchronisation (en temps et en fréquence) représentait un problème crucial pour ces modulations car en dépendait fortement l'orthogonalité entre les sous-porteuses [SAND1996]. Malgré cette difficulté, la confiance en l'OFDM restait toujours forte. Un système OFDM pour le canal HF, avec des performances sensiblement meilleures que celles des modulation monoporteuses, fut présenté dans [SALT1967]. Le

premier brevet de modem OFDM fut finalement déposé aux États-Unis en 1970 [OFDM1970].

La complexité en termes de réalisation et de mise en œuvre (banc de modulateurs, synchronisation...) de ces modems OFDM ne permettait qu'une utilisation dans le domaine militaire. On était alors, mené à trouver un expédient pour réduire la complexité des systèmes OFDM. Il fut, donc, démontré [WEIN1971] que l'on pouvait avantageusement remplacer la batterie de modulateurs en émission et en réception par des « FFT's » (« Fast Fourier Transforms »). Cette solution s'imposait pour tous ces systèmes de transmission. En 1979, avec l'apparition des « DSP » (« Digital Signal Processor »), la FFT pouvait être implémentée sur ces circuits numériques rendant les systèmes OFDM beaucoup plus souples à réaliser. Plus récemment en 1997, d'autres travaux sur cet aspect de systèmes OFDM ont également démontré [COCH1997] que la transformée d'Hadammard permettait de remplacer le banc de modulateurs.

De nombreuses propositions de modems OFDM ont alors suivies. Un modem utilisant une modulation 16-QAM a été proposé dans [HIRO1981]. Il montre aussi que l'OFDM vérifie le critère de Nyquist, et qu'il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un filtrage de Nyquist. En 1979, on voyait apparaître un modem pour la bande HF comportant 48 sous-porteuses espacées de 45 Hz, utilisant une modulation 32-QAM et atteignant un débit de 9.6 Kbit/sec.

Malgré cela, les modulations monoporteuses ne tombèrent jamais dans l'oubli car leur mise en œuvre était beaucoup plus simple que celle des nouvelles modulations multiporteuses. Ainsi, pendant les années 80, lorsque le projet de radio-diffusion numérique « DAB » (« Digital Audio Broadcasting ») fut lancé, les scientifiques ne s'intéressèrent pas aux systèmes OFDM. Ainsi ils cherchèrent une solution de type monoporteuse aux problèmes liés aux multitrajets, autorisant un débit binaire élevé et garantissant un faible « BER ». Ils furent proposées différentes solutions mais aucune ne permettait d'atteindre les performances souhaitées pour le système « DAB ». De plus, dans les conditions d'utilisations prévues, le canal était fortement non-stationnaire et non-linéaire, à la limite des conditions pour lesquelles l'égalisation était effectivement applicable. Par la suite, il fut démontré que les modulations OFDM pouvaient garantir les performances désirées pour le système « DAB », à l'aide d'un codage correcteur de type convolutif. Ces modulations furent alors appelées COFDM (« Coded OFDM ») [ALAR1987]. Depuis, d'autres types de codage de canal, en particulier Reed-Solomon, ont été utilisés en complément ou à la place des codes convolutifs. À l'heure actuelle on parle aussi de turbo-codes. Le développement toujours croissant des DSP permettait de franchir de plus en plus les problèmes

liés à la mise en œuvre des modulations OFDM ainsi, en 1991, l'ETSI retient l'OFDM comme modulation standard pour le « DAB ».

En parallèle, d'autres études se faisaient du côté de la télévision numérique « DVB » (« Digital Video Broadcasting »). La modulation OFDM s'imposa aussi pour ce standard et en 1997, l'« EBU » (« European Broadcasting Union ») retenait dans un rapport préliminaire l'OFDM comme modulation pour le systèmes « DVB » [EBU1997].

Une autre application de l'OFDM est représentée par la norme « DSL » (« Digital Subscriber Line/Loop ») permettant une transmission des données hauts débits (entre 1.5 et 8 Mbps) sur paires de cuivre torsadées pour l'Internet. L'intérêt de ce procédé repose sur le principe qu'il ne faut pas déployer un autre support de transmission car il envoie les données grâce à un modem branché directement au câble téléphonique. Donc, on ne touche pas à l'infrastructure déjà existante. Dans le cas de l'« ADSL » (« Asymmetric DSL ») dont l'application principale est l'Internet haut débit, l'utilisation d'une modulation complexe comme l'OFDM a surtout intérêt pour sa bonne efficacité spectrale permettant des débits élevés dans une bande donnée [SALT1995].

Une proposition de l'OFDM pour le système de communication mobile, « UMTS », fut avancée par la société TELIA en 1996. Ils proposèrent une interface radio basée OFDM pour le standard « UMTS » [WAHL1996]. Cette proposition ouvrait des perspectives ambitieuses dans le domaine du « MC-CDMA » (« MultiCarriers-Code Division Multiple Access »).

Entre 1999 et 2001, on voyait apparaître les standards pour les « WLAN's » (« Wireless Local Area Network's »), comme IEEE 802.11a/g nommé Wi-Fi [WIFI2006] et ETSI HiperLAN II, qui adoptaient la modulation multiporteuses OFDM comme spécification principale de leur couche physique. Dans ce contexte de mobilité un des gros problèmes est représenté par les forts « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR ») dus aux fluctuations de l'enveloppe du signal OFDM, qui engendrent des problèmes liés à la consommation du terminal mobile (voir amplificateur de puissance). Et encore, durant ces dernières années, la combinaison de l'OFDM avec le « CDMA » (« MC-CDMA ») est devenue une application de plus en plus intéressante. Cette nouvelle technologie permet d'utiliser le principe de l'accès multiple par code (CDMA) sur un multiplexage fréquentiel orthogonal (OFDM) en optimisant l'encombrement spectral. Ce procédé de modulation fut proposé par la première fois en 1993 [FAZE1993].

En 2005 une amélioration de la technologie Wi-Fi se présente d'abord sur le marché des États Unis et ensuite en Europe. Le standard, appartenant toujours à la famille du Wi-Fi, est le IEEE 802.16 et il s'appelle Wi-Max [WIMA2006]. Ce système garantit un débit théorique jusqu'à 80 Mbps et une portée linéaire de 50 Km. Un an plus tard, un

autre standard se présente sur la scène du Wi-Fi : le 802.11n. Il permet à la technologie Wi-Fi d'atteindre des débits théoriques entre 100 et 540 Mbps, en ajoutant l'utilisation de la technique « MIMO », et d'améliorer aussi la portée des réseaux sans fil. Début 2006, le procédé de modulation OFDM a été adopté par l'alliance WiMedia [WIME2006] pour les communications à très haut débit (480 Mbps) et à courte portée (10 m), basées sur la technologie « Ultra Wide Band ». Ces améliorations du système Wi-Fi représentent donc les nouvelles applications des réseaux « WLAN » pour tout ce qui est accès à internet via « hot spots » [1], par exemple.

Enfin, dans le domaine des télécommunications, le procédé de modulation OFDM s'impose de plus en plus dans les systèmes de transmission. Cela est dû à la robustesse des signaux OFDM dans des environnements difficiles (canaux multitrajets avec évanouissement) ainsi qu'aux débits élevés garantis.

II.2.2 Les Principes de l'OFDM

II.2.2.1 Introduction

Le concept de modulation multiporteuses à multiplexage orthogonales fut repris avec beaucoup d'intérêt lorsque le problème des échos dus aux trajets multiples devenait incontournable. Ce procédé de modulation permet de diviser un flux d'information sériel haut débit en N flux bas débit modulant respectivement et simultanément N sous-porteuses à bande étroite et orthogonales entre elles pour réduire la bande du signal modulé. Dans la suite, nous définirons le concept de base orthogonales en temps et en fréquence et nous présenterons l'expression mathématique du signal OFDM ainsi que les généralités sur le traitement numérique du flux binaire [RIVI1998].

II.2.2.2 Rappels Mathématiques

– **Notion d'orthogonalité dans un espace fonctionnel**
  Deux fonction $f(t)$ et $g(t)$ sont orthogonales sur $[a, b]$ et forment une base de l'espace fonctionnel considéré si :

$$\int_a^b f(t)g(t)\,dt = 0 \tag{II.1}$$

  où l'intégrale définit le produit scalaire dans cet espace fonctionnel et l'intervalle $[a, b]$ représente le domaine sur lequel porte l'étude. Dans ces conditions, ces deux

[1] Zones à forte demande d'accès

fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$ et n'interfèrent donc pas l'une avec l'autre ; elles sont linéairement indépendantes. Enfin, une base fonctionnelle à N dimensions est construite à partir de N fonctions $f(t)$, $g(t)$, $h(t)$, etc., orthogonales entre elles.

– **Base orthogonale dans un espace paramétré en temps**
Nous considérons des fenêtres rectangulaires espacées avec un intervalle de garde Δ sur un intervalle de temps t entre a et b. Ces fonctions (fenêtres rectangulaires) sont linéairement indépendantes. La figure ci-dessous nous illustre un exemple de telles fonctions.

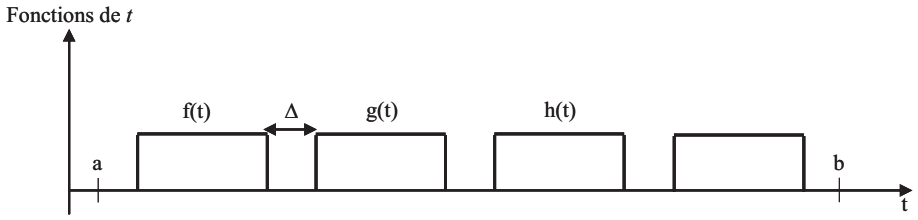


FIG. II.1. Base Orthogonale en Temps

Il est évident que

$$\int_a^b f(t)g(t)\,dt = 0$$

et que

$$\int_a^b g(t)h(t)\,dt = 0 \ , \ \ etc...$$

Donc, ces fonctions forment une base orthogonale à N dimension (autant que de fonctions sur le segment temporel $\{a, b\}$) dans un espace fonctionnel à N dimensions, paramétré en temps sur un support $\{a, b\}$.

– **Base orthogonale dans un espace paramétré en fréquence**
La transformée de Fourier ($TF\{.\}$) de la fonction porte $\Pi_{T_U}(t)$ d'amplitude A et de largeur T_U est un sinus cardinal comme en équation (II.2) :

$$TF\{A\Pi_{T_U}(t)\} = A\frac{sin(\pi f T_U)}{\pi f} = AT_U S\,inc(fT_U) \qquad \text{(II.2)}$$

Il est donc possible d'associer à une base orthogonale temporelle de fonctions porte $\Pi_{T_U}(t)$, une base orthogonale fréquentielle de sinus cardinaux par transformation de Fourier de chaque porte. La figure II.2 représente un exemple de base orthogonale en fréquence dérivée de la base orthogonale en temps décrite au point précédent [cf. fig. II.1].

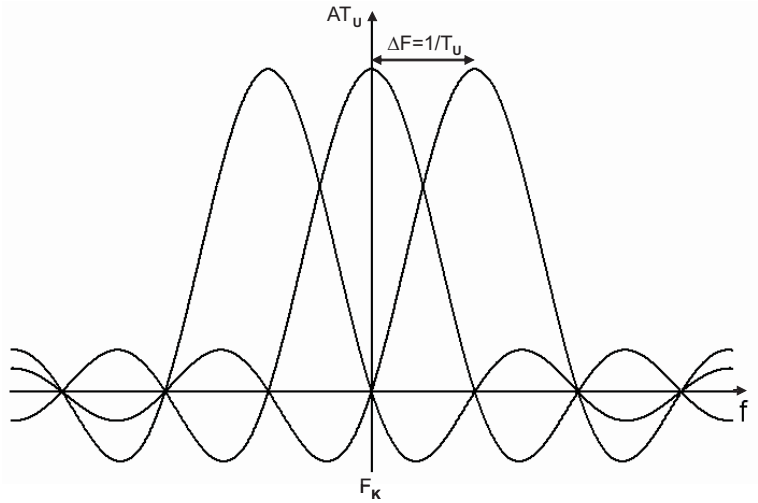


FIG. II.2. Base Orthogonale en Fréquence

L'espacement en fréquence entre les N sinus cardinaux (sous-porteuses) est défini par $\Delta F = 1/T_U$.

II.2.2.3 Le Procédé de Modulation

Ce procédé de modulation numérique représente la mise en œuvre d'une modulation numérique qui pourra être la B/Q-PSK ou la M-QAM, en utilisant une procédure particulière de parallélisation du flux d'information permettant d'augmenter la durée totale du symbole OFDM.

Le schéma ci-dessous montre comment on génère le symbole OFDM à partir d'un train binaire [LEGL2000]. Le flux binaire (b_0, b_1 ...), dont le temps bit est égal à T_B, est regroupé par paquets de l bits : 1, 2, 4 ou 6 en fonction de la modulation numérique employée (B-PSK, Q-PSK, 16-QAM ou 64-QAM respectivement). Ces paquets (c_0, c_1 ... c_{k-1}) forment des symboles complexes ($c_k = a_k + jb_k$) de durée $T_C = l \times T_B$. Ces symboles sont envoyés sur une mémoire tampon. Cette étape permet de les paralléliser et de réaliser l'entrelacement fréquentiel à l'aide d'une table de correspondance entre les K symboles et les N sous-porteuses. Une fois cette relation établie, les N symboles c_k modulent simultanément les N sous-porteuses (f_k) qui sont additionnées pour générer un symbole OFDM de durée égale à $T_U = lN \times T_B$ [cf. fig. II.3].

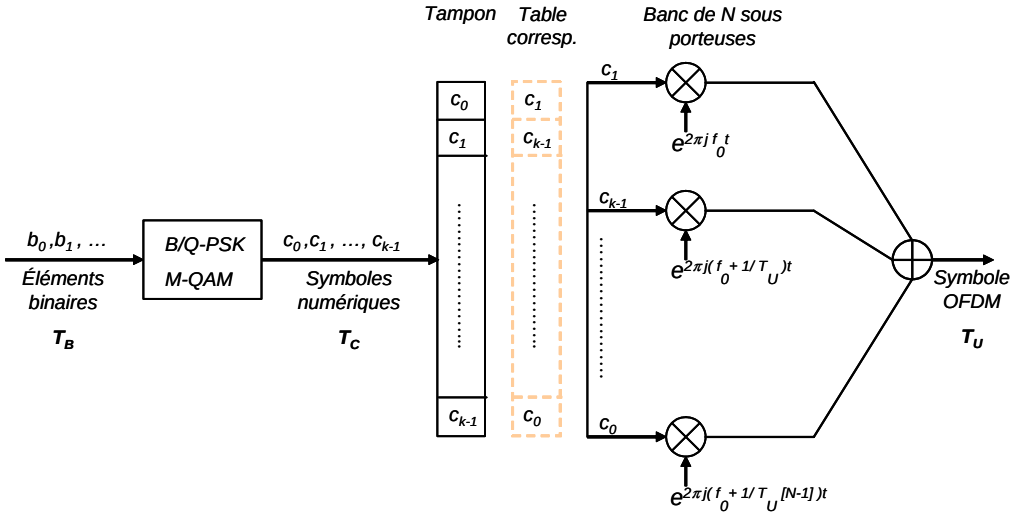


FIG. II.3. Schéma Bloc du Procédé OFDM

À l'instant t, l'expression du signal OFDM est la suivante :

$$s_E(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_{k,n} \cdot c(t - nT_S) e^{j2\pi f_k t} \tag{II.3}$$

où $c(t - kT_S)$ représente le signal de mise en forme du symbole d'information OFDM. L'espacement fréquentiel entre les N sous-porteuses est défini par $\Delta F = 1/T_U$ où T_U représente la durée utile d'un symbole OFDM, c. à d. sans intervalle de garde Δ [cf. fig. II.4].

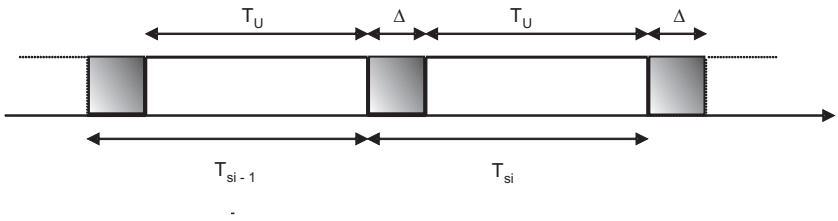


FIG. II.4. Train de Symboles OFDM

Si nous ajoutons l'intervalle de garde, Δ, alors la durée réelle d'un symbole devient $T_S = T_U + \Delta$. Dans ces conditions tous les symboles forment une base orthogonale sur l'axe des temps [§ II.3.2.2]. L'insertion d'un intervalle de garde permet au système d'être robuste face à l'IES (Interférence Entre Symboles). L'intervalle de garde, ajouté au début de chaque symbole, est composé d'un préfixe cyclique qui est la copie des derniers

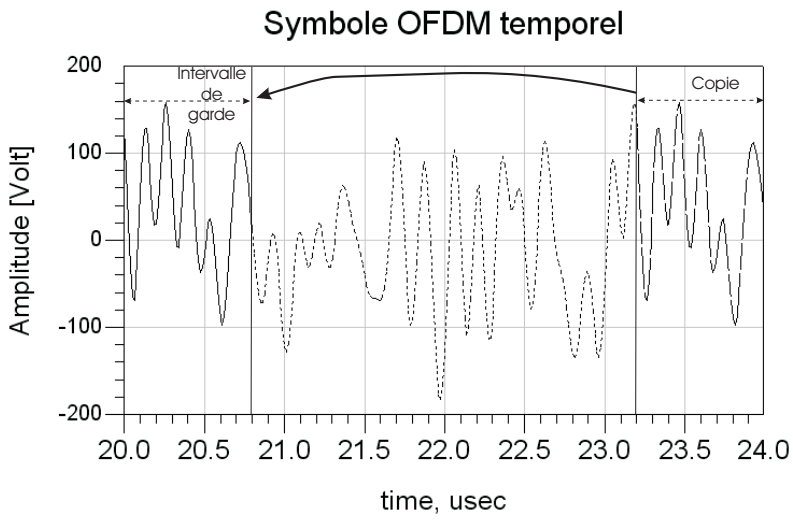


FIG. II.5. Symbole OFDM Temporel avec Intervalle de Garde (Partie Réelle)

échantillons du symbole OFDM [cf. fig. II.5]. Cette copie cyclique permet, à la réception, de représenter le canal par une convolution circulaire et donc d'égaliser dans le domaine fréquentiel [BAHA1999]. La durée de ce temps de garde est fixée par la norme mais en général il vaut $T_U/4$ qui représente un bon compromis entre réduction de l'IES et la perte en débit. Le terme compromis est utilisé car le débit du système diminue lorsque l'intervalle de garde est ajouté. Par exemple, considérons un débit égal à qN/T_U où q représente le nombre de bits transportés par un symbole numérique c_k et $N/T_U = B$ est la bande utilisée. L'intervalle de garde Δ est ajouté, la durée réelle du symbole OFDM augmente ($T_S = T_U + \Delta$) et, par conséquence le débit diminue et devient $qN/(T_U + \Delta)$.

L'intervalle de garde pourrait également être composé d'échantillons nuls. Cela signifie que le système n'émet rien pendant le temps de garde en générant ainsi des signaux à créneaux. Ces signaux modulent la porteuse radiofréquence (RF) avec un signal d'enveloppe basse fréquence qui peut être facilement capté par des circuits (détection d'enveloppe) présents dans d'autres appareils électroniques (compatibilité électromagnétique), en les parasitant. Un exemple de ce phénomène est représenté par la communication de type « GSM ». Donc, on préfère généralement avoir une continuité dans l'émission du signal.

Ensuite, pour une bonne réception il faut que cet intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards dus aux trajets multiples dans le canal de transmission

[cf. éq. (II.4)]. Cela donne des symboles qui n'interfèrent pas entre eux à la réception.

$$\Delta > R_{max} \tag{II.4}$$

Revenons maintenant aux N sous-porteuses f_k. Nous pouvons, alors, écrire que :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_U} \quad k = 0,\ 1,\ \dots N-1 \tag{II.5}$$

et l'expression du symbole OFDM, en supposant que f_0 est égal à 0 afin de simplifier l'expression et en introduisant dans la II.3 la partie du signal OFDM concernant l'intervalle de garde, devient :

$$s_E(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \Big(c_{k,n} \cdot c(t - nT_S) + d_{k,n} \cdot d(t - nT_S) \Big)\, e^{j2\pi \frac{kt}{T_U}} \tag{II.6}$$

Ici les symboles $d_{k,n}$ sont les symboles de redondance dans l'intervalle de garde (« GI ») tandis que $d(t - nT_S)$ est le signal de mise en forme du symbole de redondance. Dans la suite, seulement les symboles des données (c_k) seront considérés sous l'hypothèse que la même démarche est aussi valable pour les symboles de l'intervalle de garde et que la fonction $c(t)$ est égale à la fonction porte de durée T_S, $\Pi_{T_S}(t)$.

Considérons alors sur T_U un nombre N d'échantillons espacés d'un intervalle T_C, tel que :

$$T_U = N.T_C \tag{II.7}$$

Ces échantillons sont prélevés aux instants t_q définis par :

$$t_q = qT_C,\ (q = 0,\ 1,\ \dots N-1) \tag{II.8}$$

Donc, après échantillonnage [cf. éq. (II.8)], l'expression II.6 devient :

$$s_E(qT_C) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot \Pi_{T_S}(qT_C)\, e^{j2\pi \frac{k}{T_U}\ qT_C} \tag{II.9}$$

En sachant que $\Pi_{T_S}(qT_C)$ vaut 1 pour chaque échantillon et en remplaçant T_U par $N.T_C$, nous obtenons :

$$s_E(qT_C) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{k}{NT_C}\ qT_C} \tag{II.10}$$

et donc par simplification,

$$s_E(q) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j\frac{2\pi k}{N} q} \tag{II.11}$$

L'équation (II.11) montre l'expression du signal OFDM échantillonné aux instants t_q. Nous rappelons, alors, que la transformée de Fourier inverse et discrète ($IDFT$, « Inverse Discrete Fourier Transform ») est représentée par l'équation suivante :

$$x_q = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j\frac{2\pi k}{N} q} \tag{II.12}$$

Par comparaison [cf. éqs. (II.11) et (II.12)], nous pouvons conclure que le signal OFDM correspond, à un coefficient constant près ($1/N$), à une $IDFT$ des symboles c_k. Dans ces conditions, il ne semble plus nécessaire de fabriquer réellement un ensemble OFDM de sous-porteuses accolées, c. à d. nous ne sommes plus obligés d'utiliser un banc de N modulateurs analogiques pour « construire » le signal OFDM. Il suffit, donc, d'appliquer sur les symboles c_k la $IDFT$. En réception, une DFT (« Discrete Fourier Transform ») est requise.

Dans la pratique, l'algorithme dit $IFFT/FFT$ (« Inverse Fast Fourier Transform/Fast Fourier Transform ») est employé pour la réalisation d'une $IDFT/DFT$ car il convient bien évidemment de travailler en temps réel. L'utilisation de la FFT permet une implémentation suffisamment simple du procédé OFDM.

Considérons, maintenant, le flux binaire en émission. Nous allons, alors, expliquer de façon générale, comment ces bits sont traités avant d'être regroupés en paquets (symboles c_k). Un codage est appliquer à ce flux d'information. Cela garantit une robustesse du signal émis vis-à-vis des perturbations du canal et il nous introduit au COFDM, où le « C » signifie justement « Coded ».

La figure D.1 nous montre une chaîne de transmission OFDM complète où les parties concernant le codage canal, l'entrelacement temporel et fréquentiel [RIVI1998] et l'égalisation seront décrites par la suite.

– **Codage canal**
  Un codage convolutif est réalisé sur le flux binaire. On parle alors de codage canal. Un code dit « convolutif » ou « récurrent » a pour but d'introduire une liaison, dite corrélation entre les informations numérisées transmises à des instants éloignés dans le temps. La liaison, établie entre informations écartées dans le temps, crée une redondance, c'est-à-dire un surplus d'information. Puis, cette redondance est mise à profit au niveau du récepteur afin de reconstituer les informations perdues ou faussées lors de la transmission, grâce à leur corrélation avec les informations correctement reçues. Ce traitement permet d'avoir un gain de codage sur le rapport signal à bruit [JARO2001].

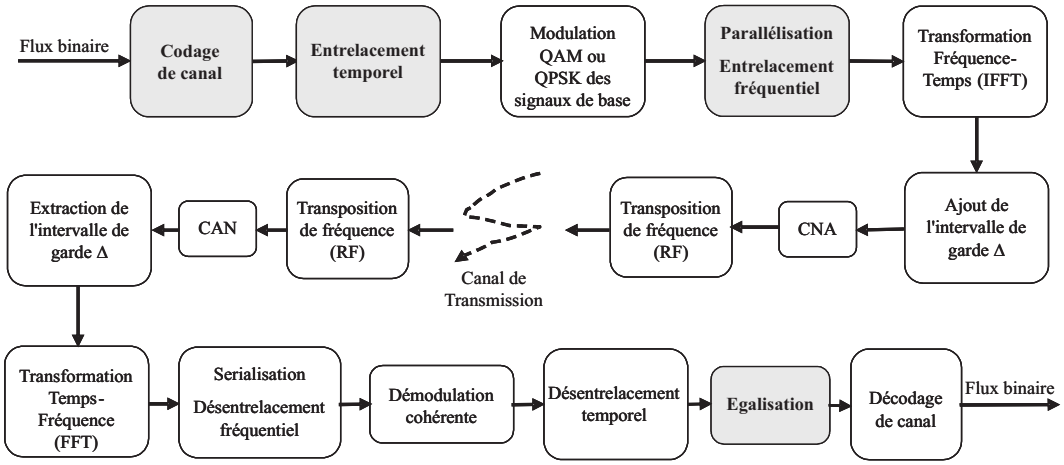


FIG. II.6. Chaîne de Transmission OFDM avec Codage

– **Entrelacement temporel**
  Après codage convolutif, on procède à un entrelacement temporel des bits figurant dans les mots du code. Ici l'entrelacement consiste à intervertir les positions des données sur l'axe temporel sur une durée définie à l'avance, suivant une procédure précisée dans la norme. On réalise ainsi une diversité en temps. D'abord, une répartition des bits uniforme sur l'axe des temps permet d'avoir un spectre beaucoup plus homogène. Puis, l'entrelacement assure une protection supplémentaire, s'ajoutant à celle assurée par le codage canal, contre les erreurs de transmission introduites par le canal. Cette opération permet d'avoir un gain d'entrelacement (temporel) sur le rapport signal à bruit [WANG2001].

– **Entrelacement fréquentiel**
  Les N sous-porteuses sinusoïdales, écartées les unes des autres d'un intervalle ΔF égal à $1/T_U$, permettent de réaliser un multiplexage fréquentiel. L'entrelacement fréquentiel est réalisé au niveau du modulateur OFDM [cf. fig. II.3] et il est obtenu grâce à une table de correspondance entre chaque symbole numérique c_k de rang K avec l'une des sous-porteuses $\mathrm{SP_n}$ de rang N. Une fois la correspondance établie, le symbole numérique c_k module la sous-porteuse $\mathrm{SP_n}$. L'entrelacement fréquentiel est réalisé pour des raisons analogues à l'entrelacement temporel. Les données sont dispersées en fréquence afin qu'en réception l'effet de l'évanouissement fréquentiel du canal n'affecte pas plusieurs sous-porteuses consécutives. Cela permet d'avoir un gain d'entrelacement (fréquentiel) sur le rapport signal à bruit [JARO2001].

– **Égalisation**
L'égalisation compense les distorsions introduites par le canal de transmission. Son principe se base sur l'amplification ou l'atténuation de certaines fréquences d'un signal donné. Dans le domaine des télécommunications, l'égalisation est employée pour amplifier les fréquences du signal reçu qui ont été atténuées à cause de la sélectivité en fréquence du canal. Pour l'OFDM, l'égaliseur est formé par N multiplieurs dont les coefficients peuvent être obtenus à l'aide d'une séquence d'entraînement contenue dans le préambule de la trame physique.

Le traitement numérique étant achevé, les symboles OFDM sont créés et ces signaux en bande de base sont prêts à moduler la porteuse RF avant d'être envoyés sur le canal de transmission.

II.2.3 Avantages et Inconvénients

II.2.3.1 Avantages

Le procédé de modulation OFDM a été principalement pensé pour lutter contre les trajets multiples avec évanouissement, en minimisant l'Interférence Entre Symboles (IES) et il nous garantit des débits binaires suffisamment élevés. L'encombrement spectral a été optimisé, le canal de transmission apparaît invariant localement et l'égalisation fréquentielle est réalisée de façon très simple.

Faible IES

Le fait d'ajouter un intervalle de garde Δ [cf. fig. II.7] augmente la robustesse du signal OFDM aux trajets multiples [ZIEM1997]. Cela permet d'avoir en réception une IES acceptable, c. à d. les symboles OFDM arrivant au récepteur n'interfèrent pas aux instants d'échantillonnage.

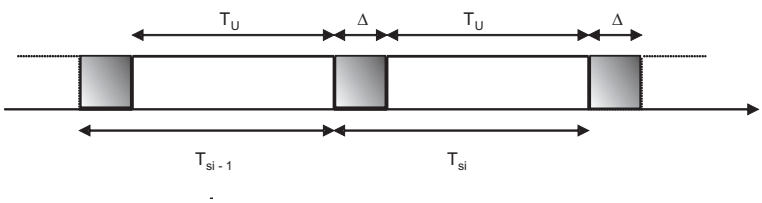


FIG. II.7. Ajout de l'Intervalle de Garde

Encombrement spectral optimal

L'orthogonalité entre les N sous-porteuses permet de faire chevaucher leurs respectives bandes fréquentielles [cf. fig. II.8] et donc d'optimiser l'occupation spectrale du signal modulé [CHAN1966].

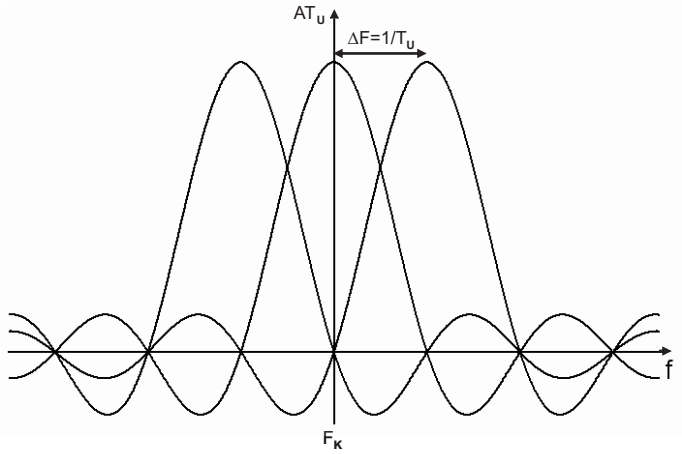


FIG. II.8. Base Orthogonale en Fréquence

Canal invariant localement

La bande passante de chaque sous-porteuses est petite devant la totalité de la bande passante du signal OFDM. Nous pouvons, alors, considérer que la réponse fréquentielle du canal de transmission est plate au niveau de chaque sous-porteuse [cf. fig. II.9].

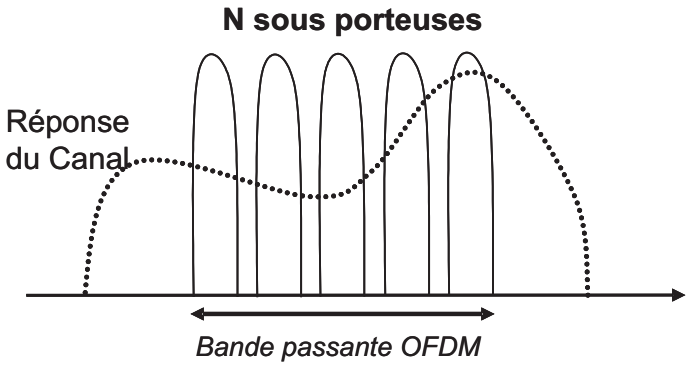


FIG. II.9. Réponse Fréquentielle du Canal Localement Plate

L'évanouissement fréquentiel dû au canal est donc de type « flat fading », c. à d. évanouissement lent.

Égalisation fréquentielle simple

L'égalisation se fait par simple multiplication [§ II.2.2.3].

II.2.3.2 Inconvénients

Les caractéristiques temporelles du signal OFDM représentent les principaux inconvénients.

Synchronisation émetteur/récepteur

Les « offsets » en fréquence entre les oscillateurs locaux RF ainsi que le décalage fréquentiel dû à l'effet Doppler, gênèrent une translation fréquentielle qui perturbe l'orthogonalité des N sous-porteuses [KELL2001].

L'échantillonnage ne se fait plus sur les maxima de chaque sinus cardinal (sous-porteuse) et, donc, il y a interférence entre les symboles c_k. Pour faire face à ce problème, le récepteur OFDM prévoit un système d'estimation et de correction de ces « offsets ».

D'après [ZHAN2004], l'estimation se fait à l'aide de l'algorithme dit de « Maximum-Likelihood », calculant la fonction d'autocorrélation sur des séquences connues du signal OFDM. Ensuite la fréquence d'échantillonnage sera corrigée.

Fluctuations d'enveloppe

Un signal de type OFDM [cf. fig. II.10] présente des fortes fluctuations d'enveloppe [DINU2001] et donc un « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR ») suffisamment élevé.

Cela exige une grande linéarité de la chaîne de transmission, en particulier au niveau de l'amplificateur de puissance qui présentera, alors, un rendement médiocre (linéarité et rendement divergent) et, donc, incompatible avec une consommation optimisée pour une application mobile.

En outre, la caractéristique de transfert non-linéaire de l'amplificateur génère une distorsion dans la bande du signal OFDM. Cette distorsion aura un impact sur les N sous-porteuses qui alors interféreront entre elles avec une dégradation des performances en « BER » du système de transmission OFDM [BOS2000].

Il est, alors, indispensable d'utiliser des techniques de linéarisation pour l'amplificateur [FAAT2000] ou des techniques de réduction du « PAPR » pour le signal OFDM

[JONE1994], [MULL1997], [LAWR1999]. Par la suite, dans notre étude nous allons nous focaliser sur les techniques de réduction du « PAPR ».

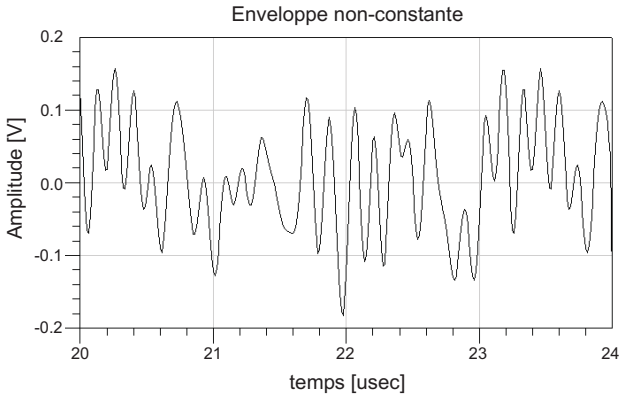


FIG. II.10. Partie Réelle de l'Enveloppe Complexe (OFDM)

II.2.4 Le « PAPR » pour l'OFDM

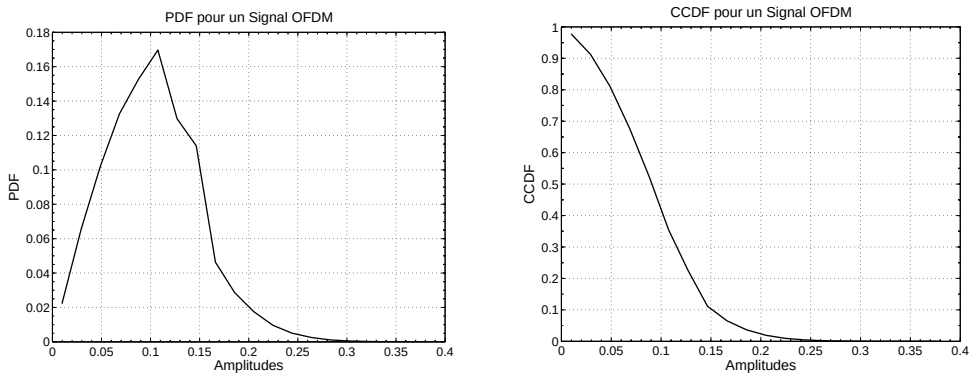
L'enveloppe d'un signal modulé peut varier dans le temps et elle peut avoir une dynamique en amplitude plus ou moins importante. Ces fluctuations d'amplitude sont caractérisées par le « PAPR » [§ I.5.2]. Les modulations multiporteuses de type OFDM représentent le cas typique d'un signal modulé à enveloppe non constante avec un « PAPR » très élevé.

Considérons une fenêtre d'observation T d'un signal $s(t)$ modulé autour de sa porteuse RF. La définition classique de « PAPR » est alors donnée par l'équation (I.24). Le « PAPR » représente, donc, le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal RF $s(t)$ sur un intervalle de temps T.

Revenons maintenant au signal complexe OFDM en bande de base qu'on va appeler $\tilde{x}_{ofdm}(t)$. La fenêtre d'observation T est alors égale à $N_{\mathrm{SYM}} \times T_S$, où N_{SYM} est le nombre de symboles OFDM émis et T_S leur durée. Nous allons donc ré-écrire l'équation (I.24) du « PAPR » pour le cas OFDM [PALI2004] :

$$PAPR_{ofdm}(N_{\mathrm{SYM}}) = \frac{\max\limits_{t\epsilon[0,N_{\mathrm{SYM}}T_S]} \mid \tilde{x}_{ofdm}(t) \mid^2}{\frac{1}{N_{\mathrm{SYM}}T_S}\int_0^{N_{\mathrm{SYM}}T_S} \mid \tilde{x}_{ofdm}(t) \mid^2 \, dt} \tag{II.13}$$

L'enveloppe complexe du signal OFDM est un signal probabiliste dont la densité de probabilité (« Probability Distribution Function », « PDF ») de son module et sa fonction de distribution cumulative complémentaire (« Complementary Cumulative Distribution Function », « CCDF ») sont présentées en figure II.11 (résultats de simulation). La « CCDF » représente alors la probabilité que le module du signal OFDM dépasse un certain seuil.



(a) « PDF » (b) « CCDF »

Fig. II.11. « PDF » et « CCDF » pour un Signal OFDM

La « PDF » s'approche d'une distribution de Rayleigh et les maxima du signal OFDM se situent sur la queue de cette distribution de probabilité. Donc, la probabilité d'apparition des valeurs maximales est très faible. La « CCDF » nous en donne une confirmation : la probabilité d'avoir une valeur de pic égale ou supérieure à 0.25 est presque nulle.

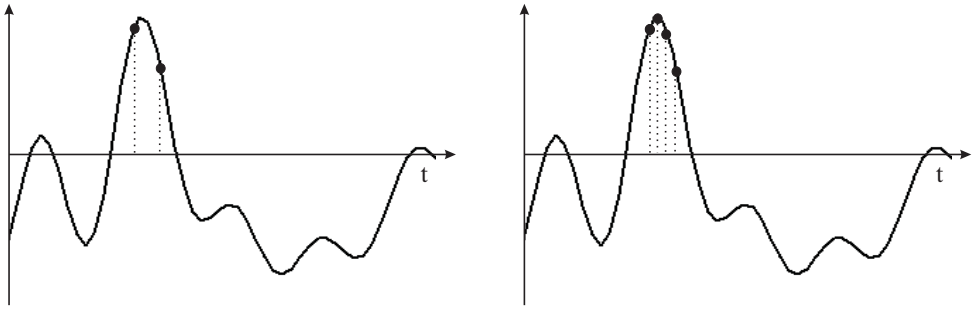
On comprend alors que plus la fenêtre d'observation T est grande et plus la probabilité d'apparition de la vraie valeur de pic devient élevée. Le « PAPR » dépend alors de la fenêtre d'observation T et, donc, du nombre de symboles N_{SYM} [GUTI2003]. En réalité la valeur théorique du « PAPR » ($PAPR_{th}$) pour un signal OFDM est une limite supérieure pour N_{SYM} qui tend à l'infini [PALI2004].

$$PAPR_{th} = \lim_{N_{SYM} \to \infty} PAPR_{ofdm}(N_{\mathrm{SYM}}) \tag{II.14}$$

Dans la littérature nous retrouvons beaucoup de travaux sur le « PAPR » et la modulation OFDM [OCHI2000], [DINU2001], [OCHI2002]. On sait alors que ce paramètre dépend aussi du nombre de sous-porteuses (N) du procédé OFDM. D'après [CHAK2004], le « PAPR » du signal OFDM pour une modulation numérique M-QAM ($M > 4$) peut s'écrire en fonction de N et de M comme suit :

$$PAPR_{ofdm}(N, M) = N.\frac{3(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} + 1} \tag{II.15}$$

En outre, un signal numérique sur-échantillonné représente au mieux le signal analogique. Le sur-échantillonnage peut donc démasquer d'éventuels pics d'amplitude autrement perdus [cf. fig. II.12]. Il est donc important de sur-échantillonner le signal dont on veut calculer le « PAPR » pour ne pas perdre d'éventuels pics.



(a) Perte du pic (b) Prise en compte du pic

FIG. II.12. Effet du Sur-Échantillonnage

Le « PAPR » dépend alors du facteur de sur-échantillonnage [cf. tab. II.1]. Ces résultats ont été obtenus dans le cadre d'un signal OFDM de type IEEE 802.11a tout en sachant que le temps d'échantillonnage est de 50 *nsec* et que le nombre de symboles OFDM (N_{SYM}) pris en compte est de 1.100.

Fact. Sur-Échant.	1	2	4	8	16
« PAPR »	11.9 dB	12.9 dB	13.2 dB	13.3 dB	13.3 dB

TAB. II.1. Variation du « PAPR » avec le Sur-échantillonnage

Les valeurs présentées dans le tableau II.1 nous confirment qu'un « PAPR » beaucoup plus réaliste est atteint pour un facteur de sur-échantillonnage égal à 8. Il est alors nécessaire de sur-échantillonner le signal avant de se lancer dans le calcul de son « PAPR ».

II.3 Les Standards

II.3.1 Introduction

Actuellement le procédé de modulation OFDM se voit employé dans des nombreuses applications de type multimédia pour les « WLANs » (« Wireless Local Area Networks »).

Ici, nous présenterons les trois principaux standards qui ont retenu l'OFDM comme modulation multiporteuse : *HiperLAN II* de ETSI (« European Telecommunications Standards Institute »), *802.11a* et *802.11g* de IEEE (« Institute of Electrical and Electronics Engineers »).

Bien que les couches physiques de ces trois normes se ressemblent, les principales différences sont à noter au niveau des couches supérieures, notamment dans le « MAC » (« Medium Access Control »).

Les deux normes ETSI HiperLAN II et IEEE 802.11a ont vu leur développement avancer en parallèle, en Europe avec ETSI et aux États Unis avec IEEE. Dans ces dernières années, le standard IEEE 802.11a est apparu aussi en Europe et il s'est imposé à ETSI HiperLAN II. Aujourd'hui les standards de la famille Wi-Fi (802.11a, b et g) voient leur commercialisation à la différence de HiperLAN II qui n'a jamais été commercialisé et qui a plutôt vu sa fusion avec Wi-Fi. La norme IEEE 802.11g s'est aussi inspirée de deux standards déjà existants : le IEEE 802.11a et le IEEE 802.11b, en « héritant » la modulation OFDM du 802.11a et la fréquence de travail du 802.11b.

Enfin, nous tenons à préciser que ces normes seront décrites au niveau de la couche MAC et de la couche physique, « Physical Layer » (PHY). Dans la suite nous présenterons les généralités de ces normes. Les détails sont disponibles en annexe E.

II.3.2 Généralités sur les Normes

ETSI HiperLAN II

Nous allons d'abord parler de la norme HiperLAN II. Une présentation très générale nous introduira dans ces standards de télécommunication. Le lecteur peut approfondir les notions présentées ci-après en se référant à l'annexe E.1.

La figure II.13 montre les trames HiperLAN II au niveau de la couche « MAC » tandis que la trame couche physique (« PHY ») est représentée sur la figure II.14.

Le tableau II.2 liste les principaux paramètres concernant le signal OFDM qui transite sur la couche physique.

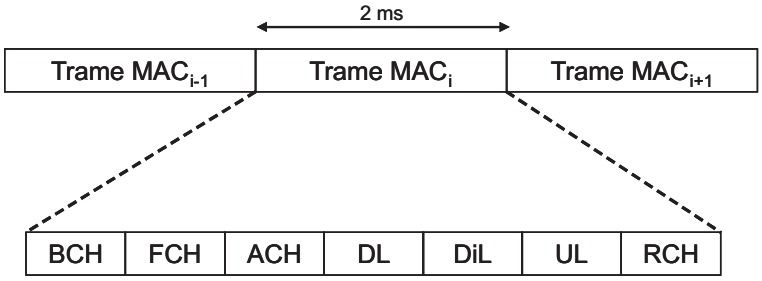


FIG. II.13. Trame HiperLAN II « MAC »

FIG. II.14. Trame HiperLAN II « PHY »

Paramètre	**Valeur**	
$f_S = 1/T$: Vitesse d'échantillonnage	20 MHz	
T_U : Durée utile du symbole OFDM	3.2μsec	
Δ : Durée de l'intervalle de garde	0.8μsec (obligatoire)	0.4μsec (optionnel)
T_S : Durée totale du symbole OFDM	4μsec	3.6μsec
N_{SD} : Nombre de SP[1] données	48	
N_{SP} : Nombre de SP[1] pilotes	4	
N_{ST} : Nombre de SP[1] total	52 (N_{SD}+N_{SP})	
ΔF : espacement entre SP[1]	0.3125 MHz (= $1/T_U$)	

TAB. II.2. Paramètres du Procédé OFDM - HiperLAN II

IEEE 802.11a

Dans cette partie nous présenterons les caractéristiques générales de la norme IEEE 802.11a. Comme nous avons déjà fait dans le paragraphe précédent, nous allons montrer les trames couches « MAC » et « PHY » [cf. fig. II.15 et II.16] et finir avec un tableau résumant les principaux paramètres du signal OFDM [cf. tab. II.3]. On renvoie le lecteur à l'annexe E.2 pour plus d'explications.

[1]**SP** : Sous-Porteuses

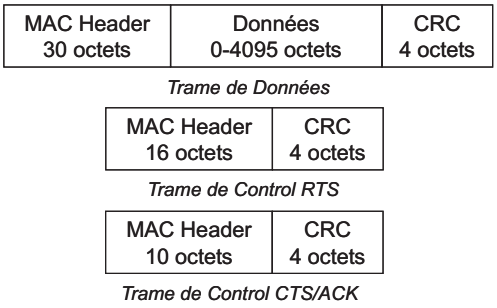


FIG. II.15. Trame 802.11a « MAC »

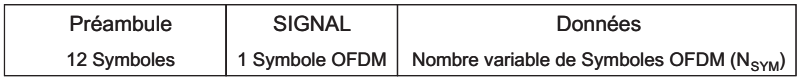


FIG. II.16. Trame 802.11a « PHY »

Paramètre	**Valeur**
N_{SD} : Nombre de sous-porteuses (SP) données	48
N_{SP} : Nombre de SP pilotes	4
N_{ST} : Nombre de SP total	52 (= N_{SD} + N_{SP})
ΔF : espacement entre SP	0.3125 MHz (= 20MHz/64)
T_{FFT} : période de IFFT ou FFT	3.2μsec (1/ΔF)
$T_{PREAMBULE}$: Durée du Préambule	16μsec (T_{SHORT} + T_{LONG})
T_{SIGNAL} : Durée de la signalisation	4μsec (T_{GI} + T_{FFT})
Δ : Durée de l'intervalle de garde	0.8μsec (T_{FFT}/4)
$\Delta 2$: Durée Δ des « training symbols »	1.6μsec (T_{FFT}/2)
T_{SYM} : Durée réelle d'un symbole OFDM	4μsec (T_{GI} + T_{FFT})
T_{SHORT} : Durée de la « training sequence » courte	8μsec (10×T_{FFT}/4)
T_{LONG} : Durée de la « training sequence » longue	8μsec (T_{GI2} + 2.T_{FFT})

TAB. II.3. Paramètres du Procédé OFDM - 802.11a

IEEE 802.11g

En 2001 une nouvelle proposition de standard pour les WLANs est apparue : le IEEE 802.11g [IEEE2003]. L'idée était d'utiliser le système haut débit du standard IEEE 802.11a basé sur la modulation OFDM dans la bande de fréquence des 2.4 GHz (« ISM », « Industrial, Scientific, Medical »). Cela dit, les caractéristiques d'un tel système restent les mêmes que celles du standard IEEE 802.11a présenté ci-dessus, sauf pour la fréquence de la porteuse RF.

II.4 Conclusions

Ce chapitre nous a introduit aux modulations multiporteuses de type OFDM. L'historique ainsi que les caractéristiques de ce procédé de modulation ont été présentés. Sa robustesse aux canaux hostiles ne compense pas les problèmes liés aux caractéristiques temporelles (fortes fluctuations de l'enveloppe non-constante) du signal OFDM. Ces fluctuations d'enveloppe sont quantifiées grâce au « PAPR » qui est, dans notre cas, très élevé.

Ensuite, nous avons parlé des applications les plus courantes de ce procédé, concernant les normes de la famille Wi-Fi proposées par IEEE. La norme HiperLAN II utilise aussi l'OFDM mais malheureusement elle n'a pas eu de succès et aucun produit n'a été commercialisé. Cela dit, nous avons aussi présenté ce standard car il représente la première application de l'OFDM dans les « WLANs » en Europe. La partie concernant les normes décrit de façon très générale leurs couches « MAC » et « PHY ».

Chapitre III

Généralités sur les Dispositifs Non-Linéaires

III.1 Introduction

Une chaîne de transmission se compose de différentes parties qui permettent à un signal quelconque d'être véhiculé de sa source à sa destination. Chacune de ces parties présente au niveau système une fonction qui la caractérise.

Nous retrouvons alors la source binaire, le codeur de canal, le modulateur numérique, le filtre, le convertisseur analogique/numérique (CAN), le mélangeur, l'amplificateur de puissance (« PA »), le canal bruité et avec fading, etc... . Les caractéristiques de ces fonctions sont souvent de type non-linéaire introduisant donc des distorsions non-linéaires sur le signal à traiter. Ces différents blocs (composants) sont alors définis comme les sources de non-linéarités de la chaîne de transmission et leurs principales caractéristiques seront présentées ainsi dans ce chapitre.

Parmi ces composants, notre attention se focalisera sur le Convertisseur CAN, le Mélangeur et l'Amplificateur de Puissance.

Dans ce contexte de non-linéarités, les métriques comme l'« Error Vector Magnitude » (« EVM »), le « Noise Power Ratio » (« NPR ») et l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR ») sont retenues pour quantifier les effets non-linéaires de ces composants sur le signal de sortie.

En outre, une étude théorique sur l'« ACPR » nous a permis de définir un nouveau concept de « ACPR » : le « N_ACPR ». Ce nouvel « ACPR » prend mieux en compte la remontée spectrale des lobes secondaires due à la fonction non-linéaire modélisant ces composants. Ensuite, nous avons pu obtenir une expression mathématique de l'« ACPR »

et du « N_ACPR » en fonction des coefficients a_i du modèle non-linéaire (polynomial) du dispositif (un « PA », par exemple), de l'amplitude A du signal d'entrée et du nombre N des sous-porteuses du signal OFDM. Ces expressions analytiques de l'« ACPR » et du « N_ACPR » ont été validées par simulation. Des formules d'inversions ont été aussi déterminées, en permettant de calculer le rapport a_1/a_3 pour un « ACPR » donné.

III.2 Caractéristiques d'un Dispositif Non-Linéaire

III.2.1 Définition de Dispositif Non-Linéaire

Un système quelconque est caractérisé par sa fonction de transfert qui est définie, dans le domaine fréquentiel, comme le rapport entre la grandeur de sortie $Y(j\omega)$ et celle d'entrée $X(j\omega)$:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = |H(j\omega)| \exp[j\Phi(\omega)] \tag{III.1}$$

Cette fonction de transfert prend en compte les distorsions linéaires d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence. D'autres distorsions, liées à la présence d'éléments non-linéaires peuvent apparaître dans le système.

Dans ce cas, une simple fonction de transfert $H(j\omega)$ ne suffit plus pour décrire le comportement du système. Il est alors nécessaire d'exprimer le signal de sortie $y(t)$ comme une fonction $f[.]$ du signal d'entrée $x(t)$. Si la sortie à l'instant t ne dépend que de l'entrée au même instant, le système non-linéaire est alors défini sans mémoire et on peut écrire :

$$y(t) = f[x(t)] \tag{III.2}$$

Si les grandeurs d'entrée et sortie sont des tensions, alors l'équation (III.2) peut se ré-écrire comme suit :

$$v_s(t) = f[v_e(t)] \tag{III.3}$$

La fonction $f[.]$ représentée en figure III.1 est un exemple de caractéristique non-linéaire du système.

Focalisons alors notre attention sur le modèle polynomial représentant la non-linéarité du système. Dans ce cas précis, la fonction $f[.]$ peut donc s'écrire sous la forme d'un polynôme d'ordre n tel que,

$$v_s(t) = a_1 v_e(t) + a_2 v_e^2(t) + a_3 v_e^3(t) + ... + a_n v_e^n(t) \tag{III.4}$$

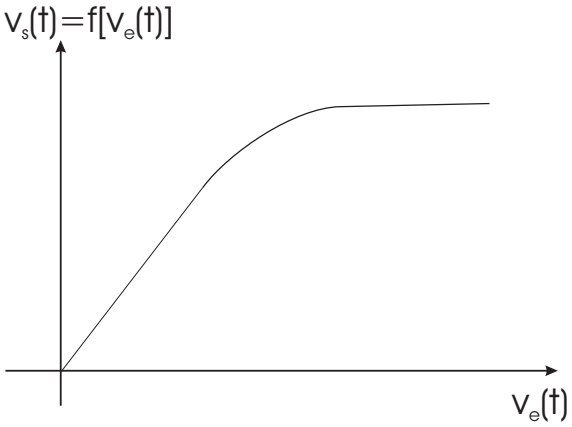


FIG. III.1. Caractéristique Non-Linéaire de Transfert, $f[.]$

De manière générale les coefficients a_i peuvent s'écrire comme $\alpha_i + j\beta_i$. On dit alors que la non-linéarité de la fonction $f[.]$ introduit juste une distorsion d'amplitude si les coefficients a_i sont réels, $f(\alpha_i)$, tandis que la distorsion est d'amplitude et de phase s'ils sont complexes, $f(\alpha_i,\ \beta_i)$. En outre, les principales grandeurs caractérisant un dispositif non-linéaire sont les suivantes [PASS2001] :

- Les harmoniques
- Le point de compression à 1 dB
- Les produits d'intermodulation
- Les points d'interceptions d'ordre n

Même si ces grandeurs sont liées à la tension et donc au signal de sortie, elles caractérisent le comportement non-linéaire intrinsèque au dispositif en question.

III.2.2 Les Harmoniques

Supposons que la non-linéarité est toujours représentable par une fonction $f[.]$ de type polynomial comme dans l'équation (III.4) :

$$v_s = a_1 v_e + a_2 v_e^2 + a_3 v_e^3 + \ ... \tag{III.5}$$

Considérons que les non-linéarités d'ordre supérieure à 3 sont négligeables et que le signal d'entrée v_e est à un seul ton, c. à d. une sinusoïde pure [cf. éq. (III.6)].

$$v_e(t) = A\cos(\omega_1 t) \tag{III.6}$$

Alors nous pouvons en déduire que le signal à la sortie du dispositif non-linéaire et sans mémoire s'écrit, en remplaçant l'équation (III.6) dans la (III.5), sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_s(t) &= a_1 A\cos(\omega_1 t) + a_2 A^2\cos^2(\omega_1 t) + a_3 A^3\cos^3(\omega_1 t) \\ &= a_1 A\cos(\omega_1 t) + a_2 A^2(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\omega_1 t)) \\ &+ a_3 A^3(\frac{3}{4}\cos(\omega_1 t + \frac{1}{4}\cos(3\omega_1 t))) \end{aligned} \tag{III.7}$$

et encore

$$\begin{aligned} v_s(t) = &\frac{1}{2}a_2 A^2 && \text{composante continue} \\ &+ (a_1 A + \frac{3}{4}a_3 A^3)\cos(\omega_1 t) && \text{fondamental} \\ &+ \frac{1}{2}a_2 A^2\cos(2\omega_1 t) && \text{1ère harmonique} \\ &+ \frac{1}{4}a_3 A^3\cos(3\omega_1 t) && \text{2ème harmonique} \end{aligned} \tag{III.8}$$

Dans l'équation (III.8) nous retrouvons l'expression du fondamental ainsi que l'expression de la composante continue. Les termes dont la fréquence est un multiple de la fréquence du fondamental représentent les harmoniques du signal, générées par la non-linéarité du dispositif.

III.2.3 Le Point de Compression à 1 dB

D'après l'équation (III.8) l'amplitude du fondamental du signal de sortie est égale à :

$$A_{\text{fond}} = a_1 A + \frac{3}{4}a_3 A^3 \tag{III.9}$$

Cette grandeur est inférieure à l'amplitude du signal amplifié linéairement ($a_1 A$) si $a_3 < 0$ (compression de gain), et elle est supérieure à $a_1 A$ si $a_3 > 0$ (expansion de gain). La plupart des dispositifs travaillent en compression, c. à d. avec $a_3 < 0$.

On définit alors le gain du dispositif à la fréquence fondamentale qui est donné par l'équation (III.10).

$$G_{\text{fond}} = 20\log\left(\frac{a_1 A + \frac{3}{4}a_3 A^3}{A}\right) = 20\log\left(a_1 + \frac{3}{4}a_3 A^2\right) \tag{III.10}$$

Le gain linéaire G_{lin} vaut :

$$G_{\text{lin}} = 20\log\left(\frac{a_1 A}{A}\right) = 20\log(a_1) \tag{III.11}$$

D'où nous en déduisons le gain à 1 dB de compression défini comme la compression d'1 dB sur le fondamental par rapport au gain linéaire [cf. éq. (III.12)].

$$G_{1\text{dB}} = G_{\text{lin}} - 1dB \tag{III.12}$$

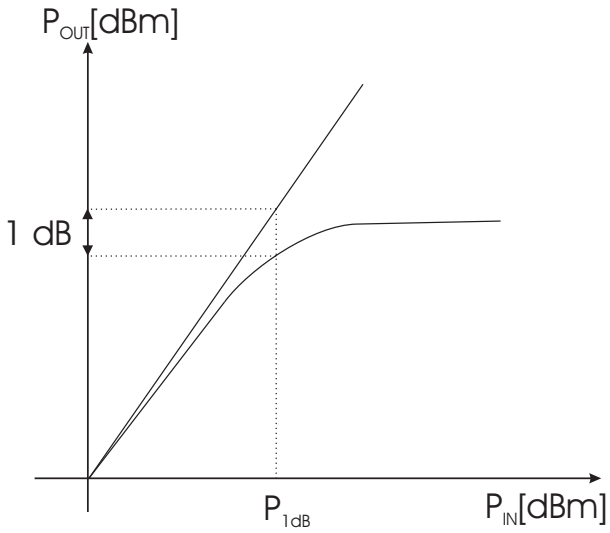


FIG. III.2. Point de Compression à 1 dB

Au point de compression d'1 dB, l'équation (III.12) peut alors se ré-écrire comme suit :

$$20\log\left(a_1 + \frac{3}{4}a_3A_{1dB}^2\right) = 20\log(a_1) - 1dB \tag{III.13}$$

d'où l'on déduit la valeur du point de compression en tension :

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145\left|\frac{a_1}{a_3}\right|} \tag{III.14}$$

Cette grandeur est une mesure du niveau maximal de signal d'entrée que le dispositif peut traiter. Au delà de cette valeur, le signal est de plus en plus compressé jusqu'à arriver à la saturation.

III.2.4 Les Produits d'Intermodulation

Lorsque le signal d'entrée d'un système non-linéaire est un signal à deux tons, c. à d. la somme de deux sinusoïdes, de nouveaux termes apparaissent en sortie. Ce ne sont ni le

fondamental, ni les harmoniques du signal. Considérons maintenant un signal d'entrée à deux tons :

$$v_e(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \tag{III.15}$$

Si l'on insère le signal $v_e(t)$ dans l'équation (III.5), on obtient en sortie du système non-linéaire le signal suivant :

$$\begin{aligned}
v_s(t) = {} & a_1 A_1 \cos(\omega_1 t) + a_1 A_2 \cos(\omega_2 t) && \text{fondamental} \\
& + \frac{a_2 A_1^2}{2} + \frac{a_2 A_2^2}{2} && \text{composante continue} \\
& + \frac{a_2 A_1^2}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{a_2 A_2^2}{2} \cos(2\omega_2 t) && \text{2ère harmonique} \\
& + a_2 A_1 A_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] && IM2 \\
& + \left(\frac{3a_3 A_1 A_2^2}{2} + \frac{3a_3 A_1^3}{4} \right) \cos(\omega_1 t) + \ ... && \\
& ... + \left(\frac{3a_3 A_1^2 A_2}{2} + \frac{3a_3 A_2^3}{4} \right) \cos(\omega_2 t) && \text{fondamental} \\
& + \frac{a_3 A_1^3}{4} \cos(3\omega_1 t) + \frac{a_3 A_2^2}{4} \cos(3\omega_2 t) && \text{3ère harmonique} \\
& + \frac{3a_3 A_1 A_2^2}{4} [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \ ... && \\
& ... + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] && IM3 \\
& + \ ... && \text{termes d'ordre supérieur à 3}
\end{aligned} \tag{III.16}$$

Dans l'équation (III.16) nous voyons apparaître les termes du fondamental ainsi que d'autres termes appelés harmoniques et produits d'intermodulation (IM) dont la fréquence est multiple ou combinaison linéaire des fréquences fondamentales. Une non-linéarité d'ordre 2 provoque le produit d'intermodulation d'ordre 2 ($IM2$) tandis qu'une non-linéarité d'ordre 3 génère un produit d'intermodulation d'ordre 3 ($IM3$).

Les amplitudes des produits d'intermodulation décroissent avec l'ordre de l'intermodulation et ceux qui se situent en fréquence à côté du fondamental seront les plus gênants. La figure III.3 représente les termes d'intermodulation dans le domaine fréquentiel lorsque l'amplitude des deux composantes du signal d'entrée est la même ($A_1 = A_2 = A$).

Donc, nous pouvons en conclure que les produits d'intermodulation d'ordre impair sont les plus gênants, en particulier l'ordre 3 ($IM3$), car ils sont les plus proches des fréquences fondamentales (f_1 et f_2). En revanche, les produits d'intermodulation d'ordre pair et les produits d'intermodulation d'ordre impair, somme des fréquences harmoniques,

sont rejetés loin des signaux aux fréquences fondamentales. Ces derniers peuvent donc être éliminés par filtrage.

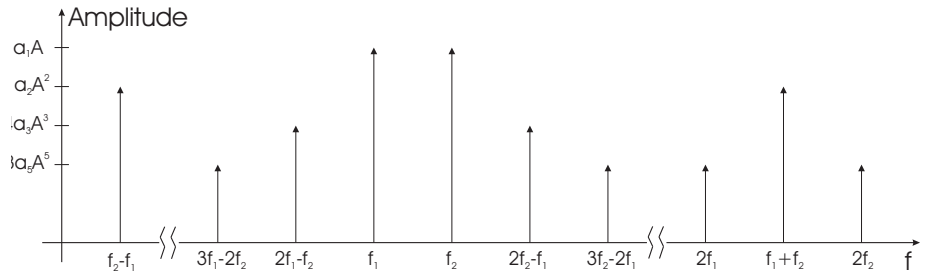


FIG. III.3. Produits d'Intermodulation

Dans ce contexte d'intermodulation, nous allons aussi introduire le concept de distorsion d'intermodulation (« InterModulation Distortion », « IMD »). L'« IMD » représente le rapport entre l'amplitude de l'IMn et l'amplitude du fondamental à la sortie du système et elle s'exprime en dBc, c. à d. en dB par rapport à la porteuse.

Nous venons de voir que l'intermodulation a des effets très gênants sur les systèmes RF. La détérioration du signal entraînée par les produits d'intermodulation de deux composantes fréquentielles du signal d'entrée est caractérisé par une mesure qu'on appelle le point d'interception.

III.2.5 Les Points d'Interception d'Ordre n

Les non-linéarités du système génèrent des produits d'intermodulation d'ordre n, IMn, et cet ordre dépend directement de l'ordre de l'équation polynomiale représentant cette non-linéarité.

Le point d'interception d'ordre n (IPn) est le point où l'amplitude du produit d'intermodulation d'ordre n (IMn) est égale à l'amplitude du fondamental, lorsque l'amplitude des signaux d'entrée interférents est la même $A_1 = A_2 = A$. Sous l'hypothèse que A est suffisamment petit pour négliger les termes non-linéaires d'ordre supérieur à 3, on se limite à prendre en compte principalement le produit d'intermodulation d'ordre 3 qui est comme nous avons dit ci-dessus, le plus gênant et donc le plus représentatif pour la non-linéarité.

Le point d'interception d'ordre 3 ($IP3$) peut être calculé graphiquement comme en figure III.4 .

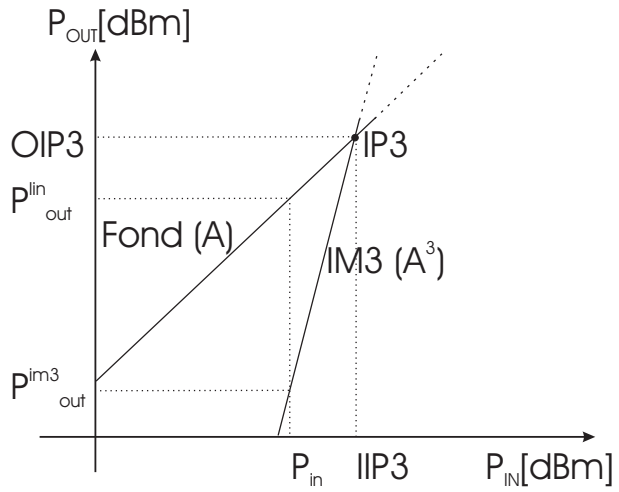


FIG. III.4. Point d'Interception d'Ordre 3 ($IP3$)

À partir des amplitudes du signal fondamental (proportionnel à A) et de l'$IM3$ (proportionnel à A^3) nous allons tracer, sur une échelle logarithmique, la puissance de sortie (P_{out}) en fonction de la puissance d'entrée (P_{in}). Le point d'interception d'ordre 3 est alors représenté par l'intersection de ces deux droites.

L'$IP3$ peut être défini en entrée comme $IIP3$ (« Input $IP3$ ») ou en sortie comme $OIP3$ (« Output $IP3$ »). En outre, le point d'interception est indépendant du niveau de puissance en entrée et il est donc très souvent utilisé pour caractériser les non-linéarités d'un dispositif.

D'après l'équation (III.16) et la figure III.4, nous pouvons écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} OIP3 = a_1\ IIP3 \\ OIP3 = \dfrac{3}{4}\ a_3\ IIP3^3 \end{cases} \tag{III.17}$$

Ce système à deux équations et deux inconnues, nous permet de calculer le $IIP3$ et le $OIP3$ en fonction de coefficients a_1 et a_3 de l'équation (III.5) :

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3}\frac{a_1}{a_3}}\ , \quad OIP3 = \sqrt{\frac{4}{3}\frac{a_1^3}{a_3}} \tag{III.18}$$

Il est aussi intéressant de lier l'$IP3$ à l'$IM3$ d'une puissance donnée. Considérons que l'on se place au niveau d'entrée A_{in}, et appelons A_{out}^{lin} le niveau de sortie linéaire et A_{out}^{im3} le niveau de l'$IM3$ en sortie. La figure III.4 montre ces valeurs en puissance et

on peut alors écrire que :

$$\frac{A_{out}^{lin}}{A_{out}^{im3}} = \frac{a_1\ A_{in}}{\frac{3}{4}\ a_3\ A_{in}^3} \tag{III.19}$$

et d'après l'équation (III.18),

$$= \frac{IIP3^2}{A_{in}^2} \tag{III.20}$$

D'où

$$IIP3 = \sqrt{\frac{A_{out}^{lin}}{A_{out}^{im3}}}\ A_{in} \tag{III.21}$$

Un bon système est caractérisé par un point d'interception d'ordre 3 élevé. En effet, d'après l'équation (III.21), cela signifie que pour une puissance donnée en entrée, plus le point d'interception d'ordre 3 est élevé, plus la puissance du produit d'intermodulation est faible par rapport à la puissance de la réponse linéaire du système. Il faut donc toujours que la puissance du signal en entrée se trouve en dessous de l'$IIP3$ [dBm] qui représente la limite maximale pour laquelle la puissance du produit d'intermodulation d'ordre 3 est plus faible que la réponse linéaire du système.

III.2.5.1 Point d'Interception d'une Cascade de Composants

Un système est formé d'un ensemble de composants non-linéaires. La caractéristique non-linéaire du système global peut s'exprimer à partir des caractéristiques des composants qui le constituent.

Considérons le système de la figure III.5 constitué de n composants. Chaque élément est caractérisé par les coefficients de sa fonction non-linéaire $f[.]$ [cf. éq. (III.5)] et par son point d'interception d'ordre 3 en entrée, $IIP3_i$. Calculons alors l'$IIP3$ du système global.

D'après l'équation (III.5), si l'on s'intéresse uniquement à l'intermodulation, on trouve en sortie du premier composant, un terme linéaire ($a_1 A_{in}$) et un terme d'intermodulation d'ordre 3 ($\frac{3}{4}a_3 A_{in}^3$). En sortie du deuxième composant on trouve un terme linéaire ($a_1 b_1 A_{in}$) et les termes d'ordre 3 ($\frac{3}{4}a_3 b_1 A_{in}^3$), ($\frac{3}{4}a_1^3 b_3 A_{in}^3$). Le signal en sortie des deux premiers composants s'écrit alors :

$$\begin{aligned} v_{s2}(t) &= a_1\ b_1\ A_{in}\ [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + \\ &+ \left(\frac{3}{4}\ a_3\ b_1 + \frac{3}{4}\ a_1^3\ b_3\right) A_{in}^3\ [\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \\ &+ \ldots \end{aligned} \tag{III.22}$$

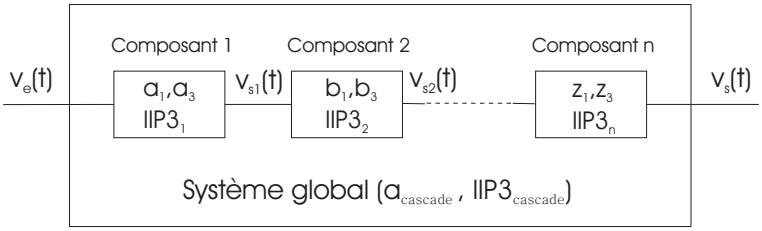


FIG. III.5. Cascade de n Composants

D'après la définition de l'$IP3$, on obtient alors pour les deux composants :

$$a_1\ b_1\ IIP3_{(\text{cascade } 2)} = \left(\frac{3}{4}\ a_3\ b_1 + \frac{3}{4}\ a_1^3\ b_3\right) IIP3^3_{(cascade\ 2)} \tag{III.23}$$

En outre, pour chaque composant individuel nous avons $IIP3^2_{(1)} = \frac{4}{3}\ \frac{a_1}{a_3}$ et $IIP3^2_{(2)} = \frac{4}{3}\ \frac{b_1}{b_3}$. Alors l'expression de l'$IP3$ d'entrée du système à deux composants s'écrit comme suit :

$$\frac{1}{IIP3^2_{(cascade\ 2)}} = \frac{1}{IIP3^2_{(1)}} + \frac{a_1^2}{IIP3^2_{(2)}} \tag{III.24}$$

L'équation (III.24) peut être généralisée pour un système constitué de n composants. L'expression générale de l'$IIP3$ devient alors la suivante :

$$\frac{1}{IIP3^2_{(cascade)}} = \frac{1}{IIP3^2_{(1)}} + \frac{a_1^2}{IIP3^2_{(2)}} + \frac{a_1^2\ b_1^2}{IIP3^2_{(3)}} + ... + \frac{a_1^2\ b_1^2\ ...\ z_1^2}{IIP3^2_{(n)}} \tag{III.25}$$

Ensuite si on exprime les $IIP3$ en Watts et les gains en puissance ($G_i \propto i_i^2$), l'équation (III.25) peut se ré-écrire comme :

$$\frac{1}{IIP3_{(cascade)}[W]} = \frac{1}{IIP3_{(1)}} + \frac{G_1}{IIP3_{(2)}} + \frac{G_1\ G_2}{IIP3_{(3)}} + ... + \frac{G_1\ G_2\ ...\ G_{n-1}}{IIP3_{(n)}} \tag{III.26}$$

III.3 Différentes Sources de Non-Linéarités

III.3.1 Introduction

Les principaux composants d'une chaîne de transmission de type OFDM sont le modulateur/démodulateur OFDM, les convertisseurs CAN/CNA, le modulateur/démodulateur I/Q, l'amplificateur de puissance et le canal bruité « AWGN » [cf. fig. III.6].

Dans la suite, nous allons nous intéresser aux convertisseurs CAN, au mélangeur du modulateur I/Q et en particulier à l'amplificateur de puissance [BAUD2002], [VILL2002],

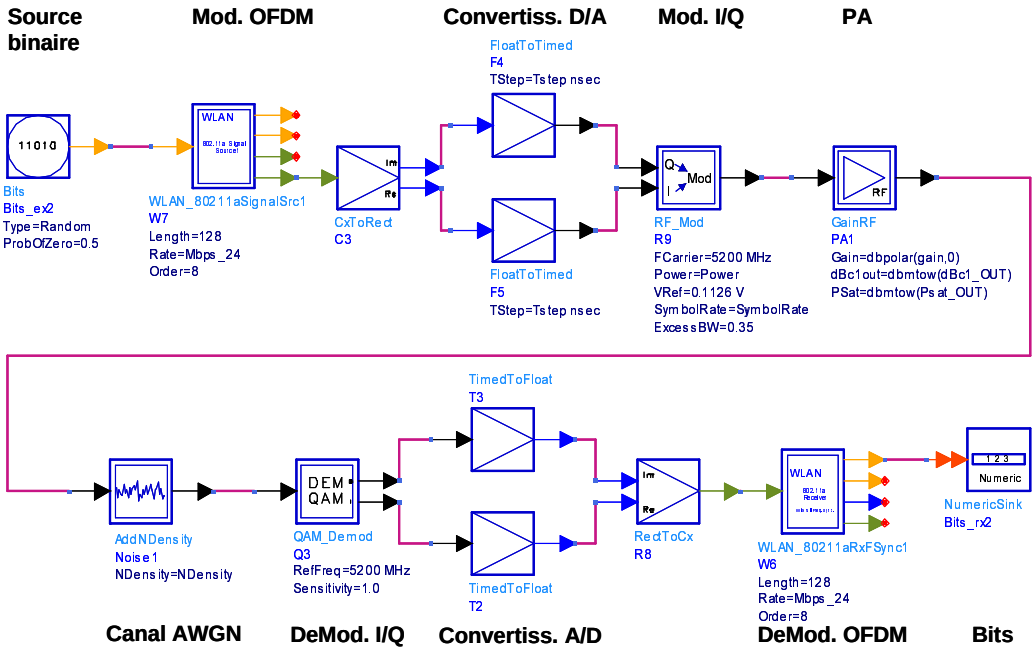


FIG. III.6. Schéma Général d'une Chaîne de Transmission (ADS)

[CHAK2004]. Ces composants seront présentés de manière générale en insistant sur leur caractéristique non-linéaire et sur les distorsions introduites sur le signal de sortie. Dans une chaîne de transmission classique ils représentent les principales sources de non-linéarité.

Comme le montre la figure III.7, une non-linéarité à des conséquences dans la bande ainsi que hors bande utile du signal assujetti à cette non-linéarité.

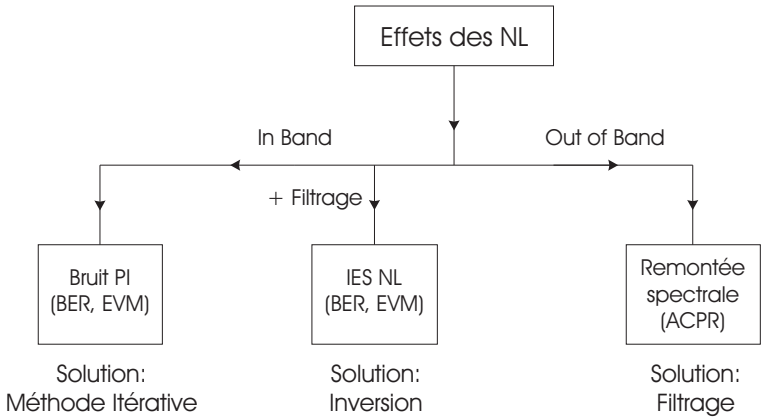


FIG. III.7. Effets des Non-Linéarités sur le Signal de Sortie

D'un côté, nous retrouvons dans la bande utile un bruit généré par les produits d'intermodulation (IMn) ainsi qu'une Interférence Entre Symboles Non-Linéaire (IES NL). Cela va avoir un impact négatif sur le « BER ». De l'autre côté, une remontée spectrale des lobes secondaires apparaîtra hors bande sur le spectre du signal de sortie avec une dégradation au niveau de l'« ACPR ».

Pour résoudre le problème de l'« ACPR » il suffit de filtrer le signal après la non-linéarité. En revanche, le traitement se complique pour le bruit d'intermodulation et pour la IES NL. Il faut donc proposer à côté du codage canal (« FEC »), un traitement complémentaire pour ces deux derniers cas. Pour le bruit d'intermodulation on envisage d'utiliser un traitement itératif d'élimination de cette distorsion [CHEN2003], [HEMM2005]. Cette étude fait partie des perspectives de ce travail de thèse. En revanche, nous proposons pour la IES NL une méthode de compensation de la non-linéarité par inversion sur laquelle se basera notre nouvelle technique de réduction du « PAPR » [§ V.2].

III.3.2 Convertisseur Analogique/Numérique

III.3.2.1 Généralités

La fonction d'un convertisseur analogique/numérique (CAN) est de représenter une entrée analogique, caractérisée par une dynamique et comportant une infinité de valeurs possibles, par un ensemble fini de valeurs. Le processus de conversion se base sur l'échantillonnage et la quantification.

Échantillonnage

Considérons un échantillonnage uniforme, le signal analogique est alors représenté par ses échantillons espacés d'un temps T qui correspond à la période d'échantillonnage. L'opération d'échantillonnage peut être modélisée mathématiquement par la multiplication d'un signal analogique $x(t)$ avec un peigne de Dirac $p(t)$. Le signal échantillonné $x_e(t)$ s'écrit alors comme suit :

$$x_e(t) = x(t) \times p(t) = x(t) \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \tag{III.27}$$

Suite à l'opération d'échantillonnage, le spectre du signal initial $X(f)$ est rendu périodique de période égale à la fréquence d'échantillonnage $F = 1/T$.

$$X_e(f) = \frac{1}{T} X(f) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - kF) \tag{III.28}$$

Une telle périodisation peut entraîner un repliement des spectres dû au chevauchement des différentes répliques du spectre de $X_e(f)$. Dans ce contexte, le théorème de Shannon pour un signal passe-bas doit être satisfait : la fréquence d'échantillonnage F doit être supérieure ou égale à deux fois la fréquence maximale f_{max} du signal échantillonné afin que le signal puisse être reconstitué à partir des échantillons.

Pour garantir cette condition, l'étage de conversion analogique/numérique est souvent précédé d'un filtre anti-repliement afin de limiter la bande passante du signal à traiter.

Quantification

Le processus de quantification correspond à la discrétisation de l'amplitude du signal et à sa représentation par un nombre fini de valeurs. Le nombre de bits (N) du convertisseur définit cette représentation et l'amplitude sera alors représentée par un ensemble fini de 2^N valeurs. La fonction de transfert d'un opérateur de quantification correspond à la courbe représentée en figure III.8.

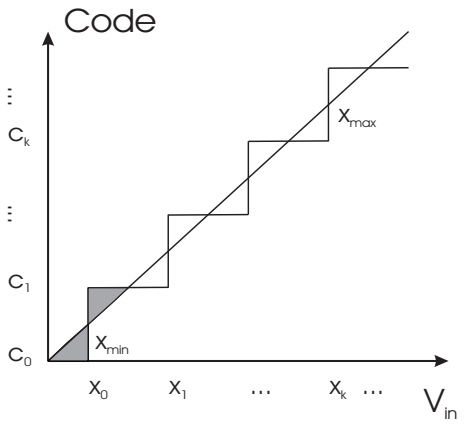


FIG. III.8. Fonction de Transfert d'un Opérateur de Quantification

Suite à l'effet de seuil, cette fonction de transfert est non-linéaire. L'erreur introduite par la quantification est représentée sur la figure par la zone colorée en gris. L'amplitude maximale de cette erreur dépend de la dynamique d'entrée et du nombre de bits du convertisseur.

La quantification génère un bruit additif composé d'un bruit d'écrêtage et d'un bruit de granulation. Si on suppose que le convertisseur a une probabilité d'écrêtage négligeable, alors le bruit granulaire reste la principale source de perturbation et il est représenté par un bruit blanc non corrélé avec le signal quantifié.

Selon le processus de conversion, le convertisseur est dit instantané ou itératif. Dans le premier cas, la conversion est réalisée en une seule opération en fournissant directement la valeur convertie à sa pleine résolution. On parle alors de convertisseurs flash, semi-flash et à rampe. Dans le deuxième cas, elle est réalisée de manière itérative en augmentant la résolution de la conversion à chaque étape : convertisseur pipeline.

III.3.2.2 Caractéristiques Non-Linéaires

L'opération de quantification qui correspond à la discrétisation de l'amplitude du signal converti est un processus non-linéaire caractérisé par un bruit blanc additif. Ainsi le signal converti est décrit par le rapport de la puissance du signal d'entrée à la puissance du signal de perturbation (Rapport Signal sur Bruit, RSB). Pour un convertisseur idéal, le seul signal de perturbation est le bruit de quantification.

Le signal de sortie d'un convertisseur se dégrade à cause des imperfections intrinsèques au composant. Cela se traduit dans le signal converti par l'apparition de composantes parasites qui vont diminuer le rapport signal sur bruit.

Non-linéarité différentielle et intégrale

La non-linéarité différentielle (« Differential Non-Linearity », « DNL »), pour un convertisseur CAN, représente la différence entre la largeur théorique et la largeur réelle d'une marche, étant la marche la plage de tension d'entrée pour laquelle on obtient un code en sortie [cf. fig. III.8]. Donc, la « DNL » du i-ème élément est égale à :

$$DNL_i = \frac{x_{i+1} - x_i}{x_{LSB}} - 1 \tag{III.29}$$

avec

$$x_{LSB} = \frac{x_{max} - x_{min}}{T} \tag{III.30}$$

où T représente le nombre effectif de transitions. Ensuite la valeur maximale parmi les « DNL_i » donne l'expression de la « DNL » globale :

$$DNL = \text{Max}\{DNL_i\} \tag{III.31}$$

La non-linéarité intégrale (« Integral Non-Linearity », « INL ») mesure l'écart maximal entre la fonction de transfert réelle et une fonction de transfert de référence, qui est une droite [cf. fig. III.8].

Alors, la « INL_i » de chaque code est donnée par la somme des « DNL_i » :

$$INL_i = \sum_{j=0}^{i} DNL_j \tag{III.32}$$

Ensuite la « INL » globale est représentée par le maximum parmi les « INL_i » :

$$INL = \text{Max}\{INL_i\} \tag{III.33}$$

Dans le cas d'un convertisseur CAN, la fonction de transfert réelle correspond à la courbe que l'on obtient en prenant en compte les tensions pour lesquelles se produisent des transitions de code.

Enfin, la droite de référence peut être déterminée en considérant soit la droite qui passe par les deux extrémités de la fonction de transfert réelle, soit la droite minimisant l'écart maximal avec la fonction de transfert réelle.

Distorsion harmonique

La distorsion harmonique est générée par la caractéristique non-linéaire du convertisseur. Cette non-linéarité crée des fréquences harmoniques à la sortie de ce composant. La distorsion harmonique totale (DHT) se calcule donc comme le rapport entre la somme des puissances de ces harmoniques et la puissance du signal d'entrée [cf. éq. (III.34)] :

$$DHT\ [dB] = 10 \log\left(\frac{\sum_h V_h^2}{V^2}\right) \tag{III.34}$$

Ici V_h et V représentent les amplitudes en tension des harmoniques en sortie et du signal d'entrée respectivement. L'amplitude décroît avec l'ordre des harmoniques et donc seulement une dizaine d'harmoniques suffisent. La DHT dégrade globalement le rapport signal sur bruit.

Distorsion d'intermodulation

Comme pour les fréquences harmoniques, l'intermodulation est un phénomène introduit par les non-linéarités de la fonction de transfert du convertisseur. Des fréquences parasites se créent à partir des produits d'intermodulation entre les différentes fréquences du signal à l'entrée du convertisseur. En général, cette mesure est faite en considérant un signal d'entrée à deux fréquences, f_1 et f_2. Le signal de sortie présente alors une multitude de fréquences ($pf_1 \pm qf_2$), combinaison linéaire de f_1 et f_2 et appelées produits d'intermodulation. L'ordre n de ces produits d'intermodulation est égal à $p + q$.

La distorsion d'intermodulation est le rapport entre la puissance des fréquences des produits d'intermodulation et la puissances des fréquences d'entrée. L'intermodulation d'ordre 3 pose a priori le plus de problème, car les fréquences ainsi générées sont proches des fréquences du signal utile et dégradent alors le rapport signal sur bruit.

III.3.3 Mélangeur

III.3.3.1 Généralités

Le mélangeur est un dispositif qui permet de réaliser les transpositions fréquentielles : vers les fréquences élevées en émission et vers les fréquences basses en réception. Le processus de mélange est intrinsèquement représenté par une fonction non-linéaire. Cette opération permet de transférer de l'énergie d'une fréquence d'entrée (f_{RF} : RadioFréquence) vers une fréquence de sortie (f_{FI} : Fréquence Intermédiaire) à l'aide d'un second signal d'entrée, appelé oscillateur local (f_{OL} : Oscillateur Local), [cf. fig. III.9].

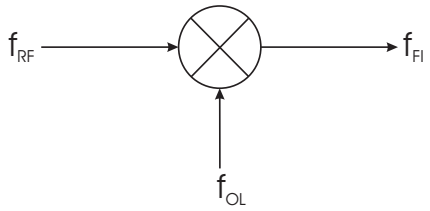


FIG. III.9. Fréquences du Mélangeur

Dans les paragraphes précédents, nous avons souvent parlé de produits d'intermodulation comme un phénomène indésirable. Pour les mélangeurs, les produits d'intermodulation sont à la base de leur principe de fonctionnement. En pratique, le mélange de deux fréquences d'entrée sinusoïdales f_{RF} et f_{OL}, génère en sortie les fréquences $f_{FI} = |lf_{RF}+mf_{OL}|$ des produits d'intermodulation correspondants.

Parmi l'ensemble de ces raies spectrales, celles qui correspondent aux produits d'intermodulation d'ordre élevé sont suffisamment faibles en amplitude et donc négligeables. En revanche, parmi les fréquences restantes, quelques-unes ont un intérêt particulier tandis que les autres apparaissent plutôt comme des fréquences indésirables (en anglais « spurious frequencies »).

– Transposition haute (fréquence) : le signal utile sera produit par la combinaison $\{l = 1 \text{ et } m = 1\}$ et $f_{FI} = f_{RF} + f_{OL}$

– Transposition basse (fréquence) : le signal utile sera produit par la combinaison $\{l = 1 \text{ et } m = -1\}$ et $f_{FI} = f_{RF} - f_{OL}$ si $f_{OL} < f_{RF}$ ou par la combinaison $\{l = -1 \text{ et } m = 1\}$ et $f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$ si $f_{OL} > f_{RF}$

Dans le cas général, le signal RF à l'entrée du mélangeur n'est pas une sinusoïde pure. En faisant l'hypothèse du régime établi, on peut décomposer le spectre en une somme discrètes de sinusoïdes pures à l'aide de la théorie des séries de Fourier. Sous l'hypothèse de linéarité de la fonction de transfert (analyse en petit signal), le signal de sortie s'obtient par superposition de la réponse du mélangeur à chacune des raies élémentaires d'excitation. Ces raies spectrales à l'entrée du mélangeur s'appellent également les "tons". Une excitation à deux tons correspond ainsi à deux sinusoïdes pures à l'entrée RF. Dans ce cas, nous retrouvons à la sortie du composant un signal dont la fréquence intermédiaire f_{FI} s'écrit comme suit :

$$f_{FI} = |l_1 f_{RF1} + l_2 f_{RF2} + m f_{OL}| \tag{III.35}$$

Enfin, l'ordre n des produits d'intermodulation est défini comme $n = |l_1| + |l_2|$.

III.3.3.2 Caractéristiques Électriques

Gain de conversion

De façon générale, le gain en puissance d'un dispositif est donné par le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée. Pour un mélangeur, le signal d'entrée n'a pas le même support fréquentiel du signal de sortie : on parle alors de conversion. Le gain de conversion représente donc le rapport entre la puissance du signal FI de sortie et la puissance du signal RF d'entrée :

$$G_c\ [dB] = 10 \log \left(\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right) \tag{III.36}$$

Le gain de conversion peut être négatif (cas des mélangeurs à diodes) ou positif (cas des mélangeurs à transistors).

Isolation

L'isolation caractérise la fuite de signal présent à l'un des accès du mélangeur vers les autres. Ce paramètre est défini comme le rapport entre la puissance mesurée sur l'accès y lorsqu'on excite l'accès x, $P_x(y)$ et la puissance mesurée sur l'accès x lorsqu'on excite ce même accès, $P_x(x)$.

$$I_x(y)\ [dB] = 10 \log \left(\frac{P_x(y)}{P_x(x)} \right) \tag{III.37}$$

En pratique les isolations $I_{OL}(RF)$ entre oscillateur local et entrée RF et $I_{OL}(FI)$ entre oscillateur local et sortie FI, doivent être prépondérantes. Une telle isolation est nécessaire car l'oscillateur local délivre un signal à forte puissance, dit signal de pompe, utilisé pour faire varier dynamiquement les caractéristiques électriques de l'élément non-linéaire (diode ou transistor) employé dans le mélangeur. Autrement, ce signal de pompe peut perturber les signaux RF et FI.

Compression

Comme tout dispositif contenant des composants actifs, le mélangeur possède une courbe de puissance $P_{out} = f[P_{in}]$ qui présente une zone de compression. Celle-ci est caractérisée par le point de compression à 1 dB, défini comme étant la puissance d'entrée RF pour laquelle le gain de conversion est réduit de 1 dB [§ III.2.3].

Point d'interception d'ordre 3

Parmi les produits d'intermodulation générés à la sortie du mélangeur, ceux dont l'ordre est impair représentent la principale source de perturbation car ils se situent en proximité et même dans la bande du signal utile. Dans ce cas tout type de filtrage ne suffit pas pour éliminer ces signaux parasites. Les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont les plus significatifs car les amplitudes d'ordre impair supérieur deviennent de plus en plus petites et, donc, négligeables.

Le point d'interception d'ordre 3 ($IP3$) est le point où l'amplitude du produit d'intermodulation d'ordre 3 est égale à l'amplitude du signal utile lorsque l'amplitude des signaux d'entrée interférents est la même [§ III.2.5].

Dynamique

La dynamique d'un dispositif électronique se définit comme la plage de puissance pour laquelle le fonctionnement est satisfaisant. Pour les bas niveaux, la limite inférieure est donnée par le plancher de bruit. Pour les forts niveaux, la compression représente la limite supérieure. La dynamique d'un mélangeur sera donc d'autant plus grande que son $IP3$ et son point de compression à 1 dB, seront importants.

Fréquence image

Dans le paragraphe précédent, nous avons introduit le concept de transposition haute et de transposition basse pour lesquelles les fréquences intermédiaires s'écrivent

$f_{FI} = f_{RF} + f_{OL}$ et $f_{FI} = f_{RF} - f_{OL}$ respectivement. Dans la suite, nous appellerons f_{FI}^{+} la fréquence intermédiaire sortant d'une transposition haute et f_{FI}^{-} celle due à une transposition basse.

Il existe une fréquence appelée fréquence image f_{IM} à l'entrée du mélangeur qui lors du mélange avec l'oscillateur local f_{OL} peut donner en sortie un signal à la fréquence $f_{FI}(IM)$. Alors, si le mélangeur réalise une transposition basse, la fréquence $f_{FI}(IM) = f_{FI}^{-}(IM)$ est la même que la fréquence du signal nominal (f_{FI}^{-}) tandis que $f_{FI}(IM) = f_{FI}^{+}(IM)$ en transposition haute et elle se situe à côté de la fréquence nominale [cf. éq. (III.38)].

$$\begin{aligned} f_{FI}^{-}(IM) &= f_{IM} - f_{OL} \\ f_{FI}^{+}(IM) &= f_{IM} + f_{OL} \end{aligned} \tag{III.38}$$

Les fréquences liées à la fréquence image sont en flèche pointillée [cf. fig. III.10]. La fréquence image est extrêmement gênante en réception puisque selon le choix de f_{OL}, ce signal image peut tomber dans la bande de réception avec notamment une puissance supérieure au signal nominal.

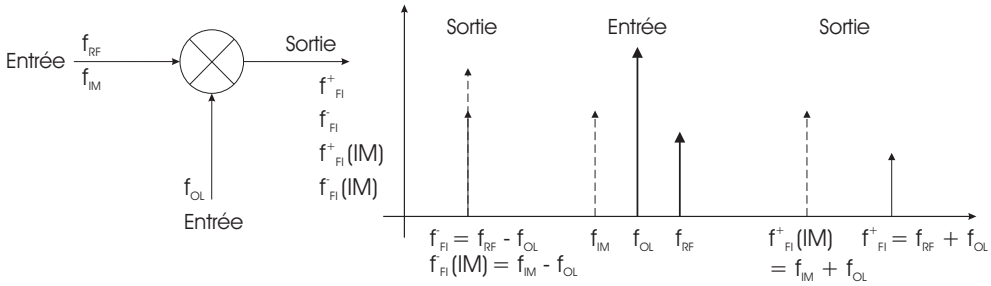


FIG. III.10. Fréquence Image dans un Mélangeur

L'élimination de cette fréquence parasite peut se réaliser soit à l'aide de filtrage, soit en utilisant des structures particulières de mélangeurs (à réjection de fréquence image) lorsqu'un simple filtrage ne suffit pas.

III.3.4 Amplificateur de Puissance

III.3.4.1 Généralités

Un signal transitant sur un système de télécommunication, après les différentes étapes de codage, de modulation et de translation en fréquence porteuse, est amplifié pour résister à l'atténuation provoquée par la propagation dans le canal.

L'amplification est une opération non-linéaire caractérisée par la compression en amplitude (AM/AM) et par le déphasage du signal à la sortie de l'amplificateur (AM/PM). Un autre phénomène lié à l'amplificateur de puissance est représenté par l'effet mémoire.

La relation entrée-sortie, appelée aussi caractéristique non-linéaire de transfert, a une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance. La courbe de la figure III.11(a) montre la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée, appelée aussi la caractéristique amplitude/amplitude ou encore la compression AM/AM.

En outre sur cette courbe, nous avons mis en évidence les trois principales zones de travail de l'amplificateur,

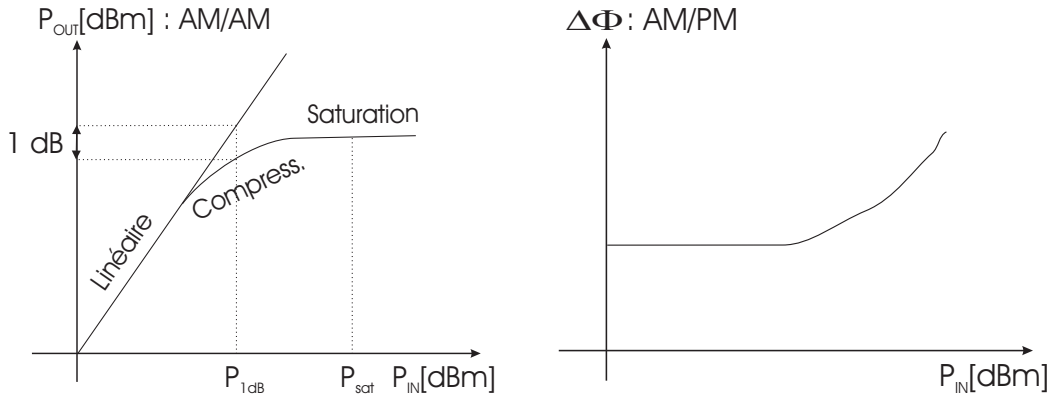
- **Zone linéaire** : le signal d'entrée est de faible puissance, la distorsion produite dans cette zone est très faible. Le gain est constant et supérieur à 1 (pente de la caractéristique AM/AM).
- **Zone de compression** : à forte puissance d'entrée, le gain de l'amplificateur décroît. C'est la zone de compression du gain. La distorsion du signal est alors importante et une génération de harmoniques ainsi que de produits d'intermodulation est observée à la sortie. Le point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB est une caractéristique de l'amplificateur appelée point de compression à 1 dB, P_{1dB}.
- **Zone de saturation** : à partir d'une certaine puissance d'entrée, la puissance de sortie devient quasiment constante et la courbe de gain décroît linéairement. La saturation se manifeste par un écrêtage du signal de sortie. La puissance de saturation en sortie est, elle aussi, une caractéristique de l'amplificateur désignée par P_{sat}.

La courbe exprimant le déphasage entre la sortie et l'entrée est appelée caractéristique amplitude/phase, ou aussi conversion AM/PM. La conversion AM/PM n'a pas une vraie allure de référence. Elle varie suivant la technique de conception et les conditions de fonctionnement de l'amplificateur [CRIPP1999]. Juste à titre d'exemple, la distorsion AM/PM est représentée de façon générale en figure III.11(b). Un signal traversant un amplificateur subit alors à la fois la compression AM/AM et la conversion AM/PM.

Ensuite, un amplificateur est assujetti à l'effet mémoire si à un instant donné le signal à sa sortie dépend du signal à l'entrée à ce même instant et aux instants précédents. Cela se traduit par une dépendance en fréquence de ses caractéristiques. Ainsi, pour une certaine puissance d'entrée, la puissance de sortie varie en fonction de la fréquence du signal [VUOL2003], [SOUR2002].

Ce phénomène est dû à l'emmagasinement de l'énergie dans le composant. Cette énergie peut être emmagasinée sous une forme électrique ou sous une forme thermique.

C'est la constante de temps de la charge et la décharge de cette énergie qui détermine la gamme de fréquence où agit l'effet mémoire.



(a) Caractéristique Non-Linéaire du « PA » (AM/AM) et Zones de Travail

(b) Caractéristique AM/PM

FIG. III.11. Distorsions Non-Linéaires AM/AM et AM/PM

III.3.4.2 Les modèles

Parmi les différents modèles comportementaux des amplificateurs de puissance, nous en avons retenus deux : *Polynomial* et de *Saleh*.

Modèle Polynomial

Le modèle comportemental de type polynomial (sans mémoire) est défini par l'équation (III.39) qui représente un polynôme d'ordre n.

$$v_s(t) = a_1 v_e(t) + a_2 v_e^2(t) + a_3 v_e^3(t) + ... + a_n v_e^n(t) \tag{III.39}$$

Les coefficients a_i déterminent la caractéristique non-linéaire de l'amplificateur. De façon plus générale, écrivons le signal d'entrée sous sa forme analytique, c'est à dire sous forme d'une expression complexe :

$$V_e(t) = |V_e(t)| e^{j(\omega_c t + \phi(t))} \tag{III.40}$$

La partie réelle de $V_e(t)$ est l'expression mathématique du signal réel émis [cf. éq. (III.41)] et le signal de sortie est lié au signal d'entrée par l'équation (III.42) :

$$v_e(t) = \Re[V_e(t)] = |V_e(t)| \cos(\omega_c t + \phi(t)) \tag{III.41}$$

$$v_s(t) = A[|V_e(t)|] \cos(\omega_c t + \phi(t) + \Phi[|V_e(t)|]) \tag{III.42}$$

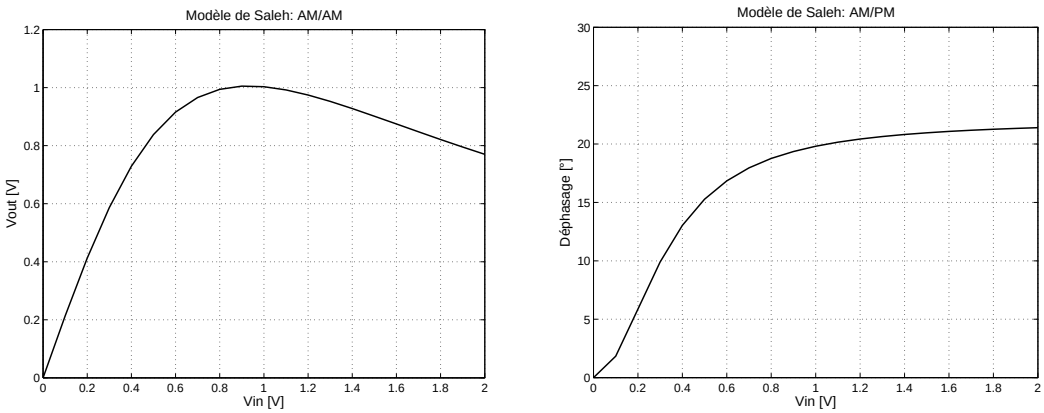
Les termes $A[|V_e(t)|]$ et $\Phi[|V_e(t)|]$ décrivent le comportement de la fonction de compression AM/AM et de la fonction de conversion AM/PM respectivement. La courbe de compression AM/AM est une courbe de saturation comme montré en figure III.11(a) et, étant la courbe de conversion AM/PM une caractéristique intrinsèque à l'amplificateur, elle se présente de façon générale comme en figure III.11(b).

Modèle de Saleh

Le modèle bande de base de Saleh (sans mémoire) est défini par les deux équations suivantes [SALE1981] :

$$A[u_x] = \frac{\alpha_a u_x}{1+\beta_a u_x^2} \qquad \Phi[u_x] = \frac{\alpha_\phi u_x^2}{1+\beta_\phi u_x^2} \tag{III.43}$$

Dans l'équation (III.43), $A[u_x]$ et $\Phi[u_x]$ représentent la compression AM/AM et la conversion AM/PM respectivement, où u_x est le module du signal d'entrée du « PA » [DURN2004]. La figure III.12 donne un exemple de la compression AM/AM et de la conversion AM/PM pour le modèle de Saleh.



(a) Caractéristique AM/AM (b) Caractéristique AM/PM

FIG. III.12. Distorsions Non-Linéaires AM/AM et AM/PM (Saleh)

Enfin, dans ces deux modèles analytiques (polynomial et Saleh) présentés ci-dessus, le choix des coefficients a_i et (α, β) sert à modéliser la non-linéarité de l'amplificateur. Autrement dit, ces coefficients modifient les caractéristiques AM/AM et AM/PM selon le modèle comportemental choisi pour le « PA ».

Dans notre étude, le choix du modèle caractérisant les non-linéarités de l'amplificateur de puissance RF vise le modèle polynomial (sans conversion AM/PM et sans effet

mémoire). Ce modèle très classique, s'adapte mieux aux caractéristiques radiofréquences des signaux traités. Le modèle de Saleh, étant en bande de base, ne représentait pas un bon choix.

III.3.4.3 Caractéristiques Électriques

Compression

Comme nous avons déjà vu ci-dessus, l'amplificateur de puissance contenant des composants actifs, possède une courbe de puissance $P_{out} = f[P_{in}]$ qui présente une zone de compression. Celle-ci est caractérisée par le point de compression à 1 dB (P_{1dB}), défini comme étant la puissance d'entrée RF pour laquelle le gain linéaire (sans compression) est réduit de 1 dB [§ III.2.3].

Point d'interception d'ordre 3

Parmi les produits d'intermodulation générés à la sortie du mélangeur, ceux dont l'ordre est impair représentent la principale source de perturbation car ils se situent en proximité et même dans la bande du signal utile. Dans ce cas tout type de filtrage ne suffit pas pour éliminer ces signaux parasites. Les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont les plus significatifs car les amplitudes d'ordre impair supérieur deviennent de plus en plus petites et, donc, négligeables.

Le point d'interception d'ordre 3 ($IP3$) est le point où l'amplitude du produit d'intermodulation d'ordre 3 est égale à l'amplitude du signal utile lorsque l'amplitude des signaux d'entrée interférents est la même [§ III.2.5].

Dynamique

La dynamique d'un dispositif électronique est définie comme la plage de puissance garantissant un fonctionnement satisfaisant. Ce sont les puissances comprises entre le plancher de bruit et la compression. La dynamique d'un « PA » sera donc d'autant plus grande que son $IP3$ et son point de compression à 1 dB, seront importants.

« Input Back-Off »

Le « Input Back-Off » (« IBO ») représente l'écart entre la puissance moyenne du signal à amplifier (P_m^{in}) et la puissance de saturation vue en entrée de l'amplificateur (P_{sat}^{in}) :

$$IBO\ [dB] = P_{sat}^{in}\ [dBm] - P_m^{in}\ [dBm] \tag{III.44}$$

Ce paramètre caractérise l'amplificateur en termes de recul par rapport à la puissance moyenne du signal d'entrée. Par exemple, lorsqu'on parle de signal à enveloppe non-constante, il faut que le rapport entre sa puissance pic et sa puissance moyenne (« PAPR ») soit inférieur à l'« IBO » pour ne pas saturer le signal à amplifier.

Rendement

L'amplification est une opération qui nécessite un certain apport énergétique afin que les composants actifs fonctionnent dans leur zone de travail : c'est la puissance d'alimentation, P_{alim}. Pour un amplificateur, le rapport entre la puissance délivrée (P_{out}) et la puissance consommée (P_{alim}) définit donc son rendement η [%] :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{alim}} \tag{III.45}$$

Ce paramètre est d'autant important qu'il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Le rendement dépend ensuite de la classe de fonctionnement de l'amplificateur et de la technologie utilisée pour la réalisation des composants. Par exemple, le rendement théorique d'un « PA » en classe A est inférieur ou égal à 50% tandis qu'en classe B est de l'ordre de 70%.

III.4 Caractéristiques Non-Linéaires du Signal de Sortie

Nous avons vu que les dispositifs non-linéaires sont communément représentés par des caractéristiques telles que le point de compression à 1 dB, le point d'interception d'ordre 3 ou plus simplement les courbes de compression AM/AM et de conversion AM/PM. Cependant, dans le cas des systèmes de communication employant les modulations numériques à enveloppe non constante, on caractérisera les effets des non-linéarités du dispositif sur les performances du signal de sortie par les grandeurs telles que l'« Error Vector Magnitude » (« EVM »), le « Noise Power Ratio » (« NPR ») ou l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR »).

III.4.1 « Error Vector Magnitude »

L'« Error Vector Magnitude » (« EVM ») représente les distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états, caractérisant une modulation numérique. Certaines perturbations, dues par exemple à l'utilisation d'un modulateur non-parfait dans la chaîne ou à une non-linéarité, vont modifier l'expression du signal émis

ainsi que celle du signal reçu. Ainsi, sur une même constellation les vecteurs émis $S(k)$ et reçus $Z(k)$ ne peuvent pas être les mêmes.

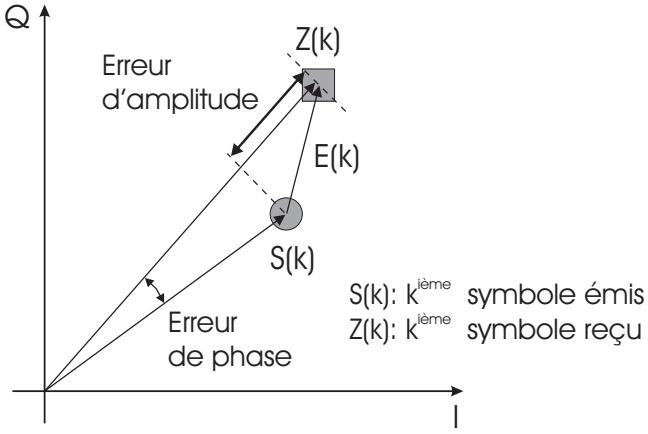


FIG. III.13. Diagramme de Constellation : Erreur d'Amplitude et de Phase

À partir de $S(k)$ et $Z(k)$, on définit alors le vecteur d'erreur $E(k)$:

$$Z(k) = S(k) + E(k) \Leftrightarrow E(k) = Z(k) - S(k) \tag{III.46}$$

et on s'intéresse généralement à sa valeur moyenne calculée sur un nombre de symboles fixé par les normes. Le vecteur $Z(k)$ s'écrit plus précisément comme suit :

$$Z(k) = [C_0 + C_1(S(k) + E(k))]W^k \tag{III.47}$$

- C_0 : nombre complexe qui représente le déplacement du barycentre de la constellation dû au modulateur en quadrature.
- C_1 : nombre complexe qui représente le gain de sortie de l'émetteur (module et phase).
- $W = e^{\Delta_r + j\Delta_a}$: variable complexe qui représente le décalage en amplitude et en rotation de phase. Elle tient compte à la fois de l'offset en fréquence (déphasage Δ_a en rad/symb) et en amplitude (Δ_r en nepers/symb).

Ensuite, nous allons déterminer l'« EVM » comme la valeur moyenne des vecteurs d'erreurs $E(k)$ sur tous les symboles émis :

$$\sum_{k=MIN}^{MAX} |E(k)|^2 = \sum_{k=MIN}^{MAX} \left| \frac{Z(k)W^{-k} - C_0}{C_1} - S(k) \right|^2 \tag{III.48}$$

Les valeurs MIN et MAX correspondent aux indices du premier et du dernier symbole dans une trame de type burst. Enfin le vecteur d'erreur est donné sous la forme de la moyenne au carré (« root mean square ») :

$$EVM(rms) = \sqrt{\frac{1}{MAX - MIN + 1} \sum_{k=MIN}^{MAX} |E(k)|^2} \tag{III.49}$$

III.4.2 « Noise Power Ratio »

Lorsqu'un signal multiporteuse est amplifié, les critères de linéarité se compliquent. La puissance moyenne du signal d'entrée n'est plus le seul élément qui va influer sur le degré de non-linéarité du dispositif, mais également l'allure temporelle du signal.

À la sortie du dispositif non-linéaire, les produits d'intermodulation et donc le comportement non-linéaire du dispositif dépendent de l'amplitude mais aussi des phases des N porteuses du signal d'entrée. Il est donc nécessaire de déterminer un critère permettant de caractériser la non-linéarité des amplificateurs multiporteuses. Dans ce contexte, nous allons introduire le concept de « Noise Power Ratio » (« NPR »).

On considère un signal multiporteuses à N sous-porteuses indépendantes et régulièrement espacées dans la bande utile du signal. On enlève un certain nombre de sous-porteuses au milieu de la bande en créant ainsi un trou central [cf. fig. III.14].

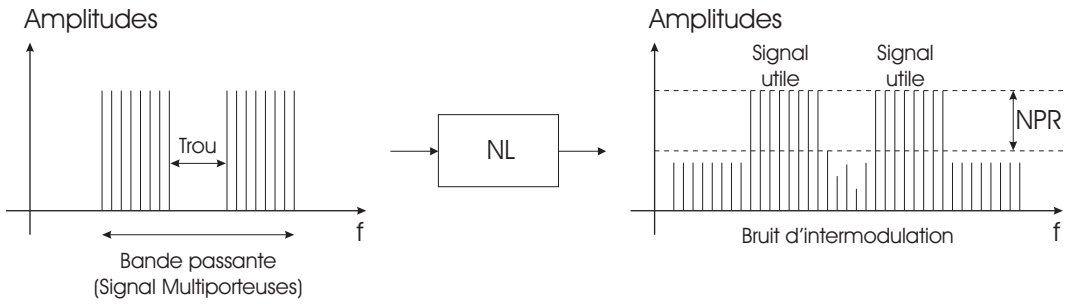


Fig. III.14. Représentation du « NPR »

Le signal à la sortie du dispositif non-linéaire comprendra des produits d'intermodulation qui viennent retomber dans le trou. Alors le rapport entre la puissance moyenne du signal utile (P_{BW_u}) et celle du bruit d'intermodulation (P_{BW_t}) qui remplit le trou dans le spectre de sortie, définit le « NPR » [cf. éq. (III.50)].

$$NPR\,[dB] = 10\log\left(\frac{P_{BW_u}}{P_{BW_t}}\right) \tag{III.50}$$

Ce bruit d'intermodulation pris en compte par le « NPR » vient directement affecter le rapport signal à bruit d'une liaison numérique.

III.4.3 « Adjacent Channel Power Ratio »

Un dispositif non-linéaire génère des produits d'intermodulation qui vont causer une remontée des lobes secondaires du spectre du signal de sortie. Cette distorsion élargit le support fréquentielle du spectre en perturbant les canaux adjacents [§ I.6.1.1].

Les déformations des lobes adjacents par les non-linéarités du dispositif, sont caractérisées par l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR »). L'« ACPR » est défini comme le rapport entre la puissance dans le canal adjacent (P_{BA}) et celle dans le canal principal (P_{BU}). On peut alors parler de « ACPR » supérieur (« up »), calculé en considérant le canal adjacent supérieur, et de « ACPR » inférieur (« low »), calculé en considérant le canal adjacent inférieur [cf. éq. (III.51)].

$$ACPR_{(up,\ low)}\ [dB] = 10\log\left(\frac{P_{BA(up,\ low)}}{P_{BU}}\right) \tag{III.51}$$

En outre, on définit aussi l'« ACPR alternate » comme le rapport entre la puissance dans le canal « alternate » et celle dans le canal principal. Le canal « alternate » est le canal qui se situe à côté du canal adjacent.

L'« ACPR » peut être défini en émission (« ACPR » transmis) pour visualiser les effets dus uniquement aux non-linéarités du « PA » ou en réception (« ACPR » reçu) pour mesurer l'influence des non-linéarités liées au canal de propagation.

III.5 Analyse Théorique de l'« ACPR »

III.5.1 Introduction

À partir de la définition générale de l'« ACPR » présentée dans le paragraphe précèdent, nous allons réaliser une étude plus approfondie sur ce paramètre. Commençons d'abord par la définition de bande utile et de bande adjacente qui nous introduira à la notion classique de « ACPR ».

La bande utile est définie comme le support spectral dans lequel on trouve les fréquences du signal contenant l'information tandis que les bandes adjacentes gauche et droite représentent les bandes de fréquences contiguës à la bande utile et de même largeur spectrale.

L'« ACPR » mesure, donc, le poids des parasites créés dans les bandes adjacentes de droite ou de gauche par rapport à la bande utile. Ces parasites sont les produits d'intermodulation, IMn [§ III.2.4], générés par la caractéristique non-linéaire de certains composants de la chaîne de transmission (écrêtage, mélangeur, amplificateur, etc ...). Ces signaux parasites apparaissent à des fréquences non utilisées et contiguës à celles de la bande utile, c'est-à-dire dans les bandes adjacentes : on appelle cela une remontée des lobes secondaires (RLS) dans les bandes adjacentes. Ces fréquences correspondent à des combinaisons linéaires des fréquences de la bande utile.

L'« ACPR » s'écrit donc comme le rapport de la puissance dans la bande adjacente, $P_{BA}(IMn)$ sur la puissance dans la bande utile, P_{BU} du signal subissant l'effet de la non-linéarité.

$$ACPR = \frac{P_{BA}(IMn)}{P_{BU}} \tag{III.52}$$

La puissance dans la bande utile après passage dans un système non-linéaire (par exemple un « PA ») s'écrit $P_{BU} = P_{BU}^{AvPA} \times Gain + P_{BU}(IMn)$, où P_{BU}^{AvPA} et $P_{BU}(IMn)$ représentent respectivement la puissance avant amplification et celle due aux produits d'intermodulation dans la bande utile, et *Gain* est le gain de l'amplificateur. D'après ceci, l'« ACPR » devient donc :

$$ACPR = \frac{P_{BA}(IMn)}{P_{BU}^{AvPA} \times Gain + P_{BU}(IMn)} \tag{III.53}$$

Pour le calcul des produits d'intermodulation, nous faisons référence au modèle polynomial d'une non-linéarité comme celle du « PA », en utilisant donc l'équation (III.39). Cette équation se simplifie car on prend en compte que les ordres impairs et on néglige les ordres supérieurs ou égaux à 5. Cela est possible car les IMn d'ordre pair sont rejetés loin de la bande utile et ceux d'ordre supérieur à 3 ont des amplitudes de plus en plus négligeables [§ III.2.4]. L'équation (III.39) se ré-écrit alors comme suit :

$$v_s(t) = a_1 v_e(t) + a_3 v_e^3(t) \tag{III.54}$$

Une expression générale du signal $v_e(t)$ de type multiporteuses OFDM et avant amplification, est donnée par l'équation (III.55) :

$$\begin{aligned} v_e(t) &= \Re\Big[\sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2\pi f_k t}\Big] \\ &= \Re\Big[\sum_{k=0}^{N-1} c_k\big(\cos(2\pi f_k t) + j\sin(2\pi f_k t)\big)\Big] \end{aligned} \tag{III.55}$$

Pour simplifier les calculs, nous avons ensuite supposé que le terme c_k est réel et égal à A. L'équation (III.55) peut alors se ré-écrire comme suit :

$$\begin{aligned} v_e(t) &= A \sum_{k=0}^{N-1} \cos(2\pi f_k t) \\ &= A \sum_{k=0}^{N-1} \cos\left(2\pi(f_0 + k/T_S)\, t\right) \end{aligned} \tag{III.56}$$

où A, N, f_0 et T_S représentent l'amplitude du signal $v_e(t)$, le nombre des sous-porteuses, la fréquence de la première sous-porteuse et la durée d'un symbole OFDM respectivement.

En outre, l'amplitude A du signal $v_e(t)$ doit être alors choisie de telle sorte que sa puissance moyenne dans la bande utile reste constante avec le nombre N de sous-porteuses. Sous cette hypothèse, dans l'équation (III.56) et partout dans la suite, A représentera l'amplitude normalisée de $v_e(t)$ et son expression est donnée en équation (III.57) :

$$A = \frac{A_c}{\sqrt{N}} \tag{III.57}$$

où A_c correspond à l'amplitude de chaque sous-porteuse et N est le nombre de sous-porteuses dans la bande utile.

Les courbes de la figure III.15, montrent l'« ACPR » en fonction du nombre de sous-porteuses (N) pour le cas avec $IM3$ simple et pour le cas avec $IM3$ plus $IM5$.

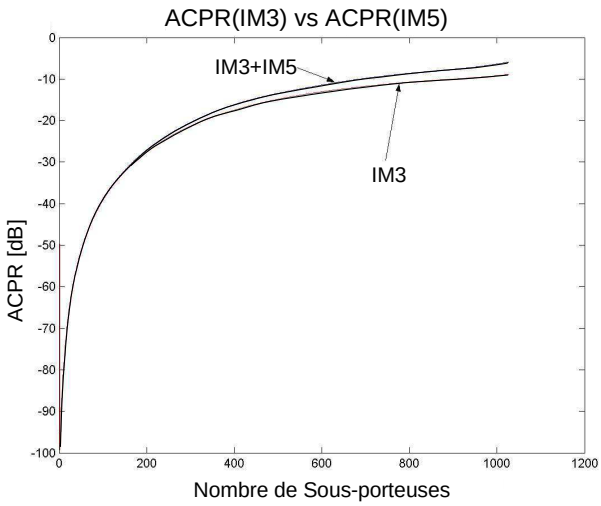


Fig. III.15. Comparaison entre « ACPR » avec $IM3$ et ($IM3 + IM5$)

D'après ces courbes nous en concluons que pour des valeurs faibles de N l'influence de l'ordre 5 sur l'« ACPR » est négligeable. Voici une confirmation de plus sur le pourquoi nous nous sommes limités à l'ordre 3 dans l'équation ci-dessus [cf. éq. (III.54)].

Cette étude sur l'« ACPR » nous a permis de définir un nouveau concept de « ACPR », le « N_ACPR » [RAGU2005] qui prendra mieux en considération la remontée des lobes secondaires.

III.5.2 « ACPR » Classique

Dans ce paragraphe nous analyserons l'« ACPR » classique définie par l'équation (III.53) pour laquelle nous prendrons en compte juste le produit d'intermodulation d'ordre 3 ($IM3$). L'équation (III.53)) peut alors se récrire comme suit :

$$ACPR = \frac{P_{BA}(IM3)}{P_{BU}^{AvPA} \times Gain + P_{BU}(IM3)} = \frac{P_{BA}^{std}}{P_{BU}^{std}} \tag{III.58}$$

où $P_{BA}(IM3)$ et $P_{BU}(IM3)$ représentent la puissance due aux produits d'intermodulation d'ordre 3 ($IM3$) dans la bande adjacente et dans la bande utile respectivement, P_{BU}^{AvPA} correspond à la puissance dans la bande utile avant amplification, et *Gain* est le gain de l'amplificateur.

III.5.2.1 Cas à 2 Porteuses

Considérons d'abord le signal à deux porteuses, dit aussi signal à deux tons, défini par l'équation suivante :

$$v_e(t) = A(\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t)) \tag{III.59}$$

Ensuite, le signal $v_e(t)$ sera amplifié et puis filtré. Nous avons alors tracé le spectre du signal à la sortie du « PA » en figure III.16 : les fréquences fondamentales sont en noir et les produits d'intermodulation d'ordre 3 en pointillé.

À partir de la figure III.16, l'amplitude de l'$IM3$ dans la bande utile vaut $(9/8)a_3A^3$ tandis que dans la bande adjacente nous retrouvons $(3/8)a_3A^3$. La valeur de $(1/2)a_1A$ représente l'amplitude des deux fréquences fondamentales du signal d'entrée.

Calculons alors les puissances dans la bande utile et dans la bande adjacente. Les équations (III.61) et (III.63) donnent respectivement ces puissances.

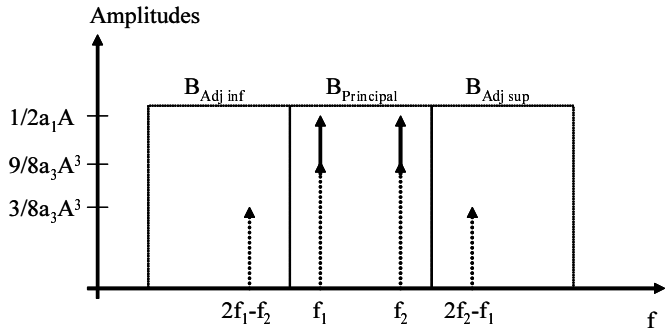


FIG. III.16. Spectre du Signal Amplifié (N=2)

En outre pour le calcul dans la bande adjacente, nous avons pris en compte le canal inférieur (« low ») et celui supérieur (« up »).

$$P_{BU}^{std} = 2 \times \left(\frac{1}{2}a_1 A\right)^2 \int_{BU} \delta(f - f_1)df + \\ + 2 \times \left(\frac{9}{8}a_3 A^3\right)^2 \int_{BU} \delta(f - f_1)df \tag{III.60}$$

$$= \frac{1}{2}a_1^2 A^2 + \frac{81}{32}a_3^2 A^6 \tag{III.61}$$

$$P_{BA}^{std} = \left(\frac{3}{8}a_3 A^3\right)^2 \int_{BA\ low} \delta(f - (2f_1 - f_2))df \tag{III.62}$$

$$= \frac{9}{64}a_3^2 A^6 \tag{III.63}$$

$$= P_{BA\ low} = P_{BA\ up} \tag{III.64}$$

Nous remarquons que la puissance dans les deux bandes adjacentes reste la même. Ainsi l'« ACPR » classique pour un signal à deux tons s'écrit enfin comme suit :

$$ACPR = \frac{\frac{9}{64}a_3^2 A^6}{\frac{1}{2}a_1^2 A^2 + \frac{81}{32}a_3^2 A^6} \\ = \frac{9a_3^2 A^4}{32a_1^2 + 162a_3^2 A^4} \tag{III.65}$$

III.5.2.2 Généralisation au Cas à N Porteuses

Considérons maintenant un signal multiporteuses OFDM à l'entrée du dispositif non-linéaire (un « PA », par exemple) [cf. éq. (III.66)] :

$$v_e(t) = A \sum_{k=0}^{N-1} \cos\left(2\pi(f_0 + k/T_S)\, t\right) \tag{III.66}$$

où A, N, f_0 et T_S représentent l'amplitude normalisée du signal multiporteuses, le nombre de sous-porteuses, la première fréquence des sous-porteuses et la durée d'un symbole OFDM respectivement. L'écart entre les N sous-porteuses vaut $1/T_S$ et toutes les sous-porteuses ont la même phase. Le choix de sous-porteuses en phase nous permet de développer plus aisément le calcul de l'« ACPR ». Les N sous-porteuses en phase interféreront alors de façon constructive en augmentant la valeur de l'« ACPR » de sortie. Ainsi cela représentera la limite supérieure pour l'« ACPR » (le pire des cas).

Le signal $v_e(t)$, en passant par le PA, est assujetti à sa non-linéarité [cf. éq. (III.54)] et le signal de sortie $v_s(t)$ s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} v_s(t) = a_1 A \sum_{k=0}^{N-1} \cos(2\pi(f_0 + k/T_S)\, t) + \\ + a_3 A^3 \Big(\sum_{k=0}^{N-1} \cos(2\pi(f_0 + k/T_S)\, t) \Big)^3 \end{aligned} \tag{III.67}$$

En outre, nous considérons que pour une non-linéarité d'ordre 3 et pour N sous-porteuses, on génère $N-1$ fréquences parasites (produits d'intermodulation) dans la bande adjacente. Cette hypothèse est confirmée par les résultats de simulation.

Calculons alors les puissances dans la bande utile et dans la bande adjacente :

- Puissance dans la bande utile

Pour le calcul de la puissance dans la bande utile, il nous a fallu déterminer les amplitudes des produits d'intermodulation (IMn) présents dans cette bande. D'après quelques développements mathématiques et à l'aide du logiciel MAPLE nous avons pu déterminer ces amplitudes [cf. tab. III.1].

À partir de ce résultat, nous avons établi une formule de récurrence pour le calcul des amplitudes des produits d'intermodulation ($IM3$). Les deux cas, sous-porteuses paires et sous-porteuses impaires, ont étés traités séparément.

BU | N	2	3	4	5	6	7
f_0	9/8	9/4	15/4	45/8	63/8	21/2
$f_0 + \frac{1}{T_s}$	9/8	21/8	9/2	27/4	75/8	99/8
$f_0 + \frac{2}{T_s}$		9/4	9/2	57/8	81/8	27/2
$f_0 + \frac{3}{T_s}$			15/4	27/4	81/8	111/8
$f_0 + \frac{4}{T_s}$				45/8	75/8	27/2
$f_0 + \frac{5}{T_s}$					63/8	99/8
$f_0 + \frac{6}{T_s}$						21/2

Tab. III.1. Amplitudes des $IM3$ dans la Bande Utile pour un Signal Multiporteuse

- Sous-porteuses paires $N = 2M$:

$$v_{2M,i} = v_{2M,0} + M(M-1) - (M-i)(M-i-1) \tag{III.68}$$

avec

$$v_{2M,0} = 2N + \frac{(N-2)(N-1)}{2} - 1 \tag{III.69}$$

- Sous-porteuses impaires $N = 2M - 1$:

$$\begin{aligned} v_{2M,i} = v_{2M-1,0} + (M-1)(M+1) + \\ - (M-i-1)(M-i+1) \end{aligned} \tag{III.70}$$

avec

$$v_{2M-1,0} = 2N + \frac{(N-2)(N-1)}{2} - 1 \tag{III.71}$$

Ces formules servent ensuite à calculer la puissance dans la bande utile due aux produits d'intermodulation d'ordre 3, $P_{BU}(IM3)$ et la puissance totale, (P_{BU}^{std}) est donc donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} P_{BU}^{std} &= P_{BU}^{BefPA} \times Gain + P_{BU}(IM3) \\ &= a_1^2.\frac{N}{4} + 2.a_3^2.A^4.\left(\frac{3}{8}\right)^2 \sum_{i=1}^{M} v_{2M,i}^2 \end{aligned} \tag{III.72}$$

Dans l'équation (III.72), le terme $P_{BU}^{BefPA} \times Gain$ représente la puissance "linéaire" après amplification. Cela dit, P_{BU}^{BefPA} et $Gain$ sont la puissance du signal avant amplification et le gain du « PA » respectivement.

BA | N	2	3	4	5	6	7
$f_0 + \frac{N}{T_s}$	3/8	9/8	9/4	15/4	45/8	63/8
$f_0 + \frac{N+1}{T_s}$		3/8	9/8	9/4	15/4	45/8
$f_0 + \frac{(N+2)}{T_s}$			3/8	9/8	9/4	15/4
$f_0 + \frac{(N+3)}{T_s}$				3/8	9/8	9/4
$f_0 + \frac{(N+4)}{T_s}$					3/8	9/8
$f_0 + \frac{(N+5)}{T_s}$						3/8

Tab. III.2. Amplitudes des $IM3$ dans la Bande Adjacente pour un Signal Multiporteuse

- Puissance dans la bande adjacente

De la même manière, nous avons déterminé les amplitudes des $IM3$ dans la bande adjacente [cf. tab. III.2].

Il a été alors possible d'établir une autre formule de récurrence pour le calcul des amplitudes aux fréquences respectives des $IM3$ situées dans la bande adjacente. On obtient alors le signal $S(t)$ comme en équation (III.73).

$$S(t) = \frac{3}{4}A^3 \sum_{i=1}^{N-1} u_i \cos(2\pi i(f_0 + \frac{N-1}{T_S} + \frac{i}{T_S})t) \tag{III.73}$$

où

$$u_i = \sum_{j=1}^{N-i} j = \frac{(N-i)(N-i+1)}{2} \tag{III.74}$$

Ainsi la puissance dans la bande adjacente, (P_{BA}^{std}) est déterminée à l'aide de l'équation suivante :

$$\begin{aligned} P_{BA}^{std} &= P_{BA}(IM3) \\ &= a_3^2.A^4.\left(\frac{3}{8}\right)^2 \sum_{i=1}^{N-1} u_i^2 \end{aligned} \tag{III.75}$$

Une fois les puissances déterminées, l'« ACPR » classique [cf. éq. (III.76)] peut être calculée grâce à l'équation (III.58) :

$$ACPR = \frac{a_3^2.A^4.(\frac{3}{8})^2 \sum_{i=1}^{N-1} u_i^2}{a_1^2.\frac{N}{4} + 2.a_3^2.A^4.(\frac{3}{8})^2 \sum_{i=1}^{M} v_{2M,i}^2} \tag{III.76}$$

où P_{BU}^{std} et P_{BA}^{std} sont donnés par les équations (III.72) et (III.75) respectivement. Enfin, l'équation (III.76) devient égale à l'équation (III.65) en posant $N = 2$. L'« ACPR » théorique classique a été tracé en fonction du nombre N de sous-porteuses en figure III.17.

III.5.2.3 Vérification par Simulation du Modèle Théorique

La non-linéarité de l'amplificateur de puissance est décrite par l'équation suivante (modèle polynomial impair et d'ordre 3) :

$$v_s(t) = a_1 v_e(t) + a_3 v_e^3(t) \tag{III.77}$$

Nous allons alors vérifier par simulation le modèle théorique permettant le calcul de l'« ACPR » classique [cf. éq. (III.76)]. Pour cela nous avons choisi les paramètres A, a_1 et a_3 de l'équation (III.76) de la manière suivante : $A = 0.017\ V$, $a_1 = 1$ et $a_3 = -5$. Ensuite nous avons calculé l'« ACPR » classique en fonction du nombre de sous-porteuses N à l'aide de l'équation (III.76) et par simulation. Les deux courbes ont été tracées en figure III.17.

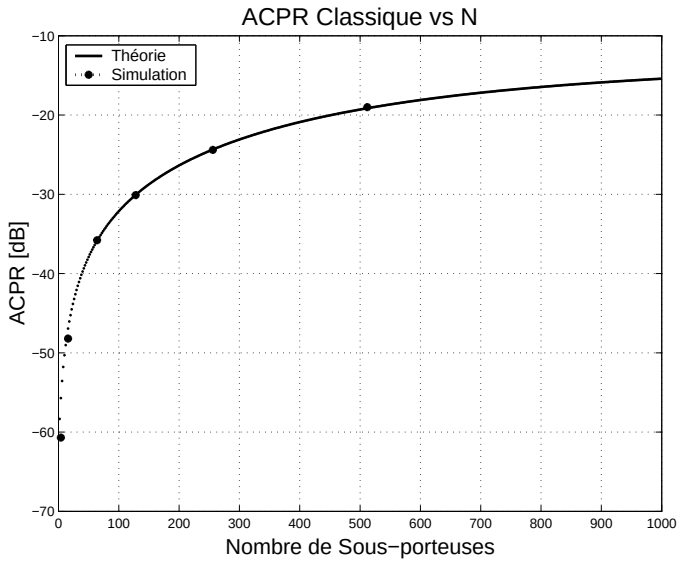


Fig. III.17. Comparaison entre Théorie et Simulation pour l'« ACPR » Classique

Ces courbes ont étés étudiées pour différentes valeurs de l'amplitude A du signal $v_e(t)$ ainsi que pour différents a_i du modèle (polynomial) du « PA ». Le résultat a toujours été très satisfaisant entre théorie et simulation en confirmant ainsi la validité de la formule pour le calcul de l'« ACPR » classique. Il ne faut pas oublier que, sous les hypothèses citées ci-dessus concernant le signal $v_e(t)$, l'équation (III.76) donne la limite supérieure de la valeur de l'« ACPR » (pire cas) en représentant ainsi une bonne estimation de sa valeur réelle.

III.5.2.4 Inversion de la Formule

Nous voulons maintenant trouver les valeurs de coefficients a_1 et a_3 du modèle polynomial du « PA » pour un « ACPR » donné. Alors l'inversion de l'équation (III.76) permet d'obtenir le rapport a_1/a_3 en posant dans la même équation u et v comme de suite :

$$u = \left(\frac{3}{8}\right)^2 A^4 \sum_{i=1}^{N-1} u_i^2 \qquad v = 2\left(\frac{3}{8}\right)^2 A^4 \sum_{i=1}^{M} v_{2M,i}^2 \tag{III.78}$$

On trouve alors,

$$\frac{a_1}{a_3} = \sqrt{\frac{4}{N}\left(\frac{u}{ACPR} - v\right)} \tag{III.79}$$

Cette formule [cf. eq. (III.79)] consent de choisir le type d'amplificateur afin que l'« ACPR » ne dépasse pas un certain seuil. Bien que cette formule a été déterminée sous certaines hypothèses pour le signal $v_e(t)$ et en prenant en compte pour le « PA » un modèle polynomial approximé à l'ordre 3, il est quand même possible de limiter le choix parmi différents amplificateurs de puissance.

III.5.3 Nouveau Concept de « ACPR » : le « N_ACPR »

Dans ce paragraphe nous allons introduire un nouveau concept de « ACPR » qui prendra mieux en compte la remontée des lobes secondaires sur le spectre de sortie causée par l'apparition des produits d'intermodulation d'ordre 3, $IM3$ générés par la non-linéarité du « PA ». Cela nous permettra de définir un nouvel « ACPR » que nous avons nommé « N_ACPR ».

$$N_ACPR = \frac{P_{BA}(IM3)}{P_{BU}^{BefPA} \times Gain} = \frac{P_{BA}^{std}}{P_{BU}^{new}} \tag{III.80}$$

Dans l'équation (III.80), $P_{BA}(IM3)$ est la puissance dans la bande adjacente due aux $IM3$ et le terme $P_{BU}^{BefPA} \times Gain$ représente la puissance dans la bande utile due aux fréquences fondamentales du signal amplifié. Dans ce cas, la partie additionnelle de la puissance due aux $IM3$ dans la bande utile du signal, $P_{BU}(IM3)$ ne sera pas prise en considération. Lorsque l'amplitude A du signal d'entrée $v_e(t)$ augmente, cette "fraction" de puissance devient prédominante sur celle du fondamental. Cela perturbe le calcul de l'« ACPR » car la vraie remontée des lobes secondaires sera cachée par cette remontée en puissance dans la bande utile.

III.5.3.1 Cas à 2 Porteuses

Considérons le signal à deux tons comme en équation (III.59). Ce signal sera amplifié subissant les effets de la non-linéarité du « PA » dont sa caractéristique est toujours donnée par l'équation (III.54). Le spectre de sortie sera alors déformé par l'apparition des produits d'intermodulation d'ordre 3, $IM3$ [cf. fig. III.18] : les fréquences fondamentales sont en noir et les $IM3$ en pointillé.

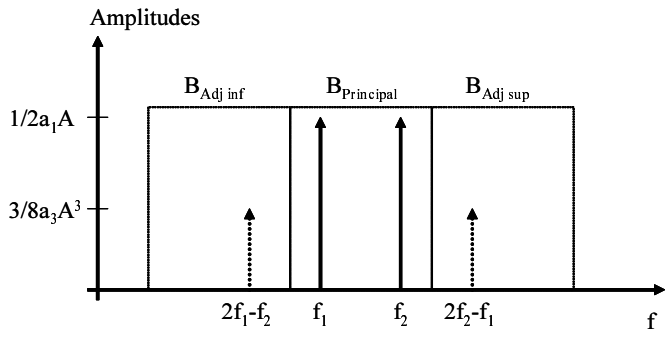


FIG. III.18. Produits d'Intermodulation pour le Calcul du « N_ACPR » (N=2)

Dans ce cas, la puissance dans la bande adjacente due aux $IM3$ n'a pas changée et elle est toujours exprimée par l'équation (III.63) tandis que cette fois-ci la puissance dans la bande utile se calcule comme suit :

$$\begin{aligned} P_{BU}^{new} &= 2 \times (\frac{1}{2}a_1 A)^2 \int_{BU} \delta(f - f_1) df \\ &= \frac{1}{2}a_1^2 A^2 \end{aligned} \tag{III.81}$$

Ensuite en utilisant l'équation (III.80) du « N_ACPR » où on remplace P_{BA}^{std} etP_{BU}^{new} par les équations (III.63) et (III.81) respectivement, nous pouvons calculer le « N_ACPR » pour le cas deux porteuses [cf. éq. (III.82)].

$$N_ACPR = \frac{9a_3^2 A^4}{32a_1^2} \tag{III.82}$$

III.5.3.2 Généralisation au Cas à N Porteuses

Pour cette étude, nous avons repris le modèle non-linéaire de l'amplificateur ainsi que le signal d'entrée $v_e(t)$ comme en équation (III.54) et (III.66) respectivement.

Nous avons déjà dit ci-dessus qu'on ne prend pas en compte pour le « N_ACPR » les $IM3$ dans la bande utile [cf. éq. (III.80)]. Alors juste le tableau III.2 suffit pour le calcul

des puissances puisque la puissance dans la bande utile est due seulement aux amplitudes des fréquences fondamentales après amplification [cf. éq. (III.83)].

$$P_{BU}^{new} = a_1^2 \frac{N}{4} \tag{III.83}$$

Ensuite, le « N_ACPR » se calcule à partir de l'équation (III.80) en remplaçant P_{BA}^{std} et P_{BU}^{new} par les équations (III.75) et (III.83) respectivement :

$$N_ACPR = \frac{a_3^2.A^4.(\frac{3}{8})^2 \sum_{i=1}^{N-1} u_i^2}{a_1^2.\frac{N}{4}} \tag{III.84}$$

III.5.3.3 Vérification par Simulation du Modèle Théorique

Ici nous allons vérifier la cohérence du modèle théorique avec la phase expérimentale (simulation). Ainsi nous avons pris pour A, a_1 et a_3 [cf. éq. (III.84)] les valeurs suivantes : $A = 0.017\ V$, $a_1 = 1$ et $a_3 = -5$.

La courbe théorique du « N_ACPR » est tracée à l'aide de l'équation (III.84) pour différentes valeurs de N (nombre de sous-porteuses) tandis que la courbe expérimentale a été obtenue par simulation. Les deux courbes sont comparées en figure III.19 et donc nous pouvons affirmer que le résultat expérimental confirme la validité de l'expression théorique du « N_ACPR ».

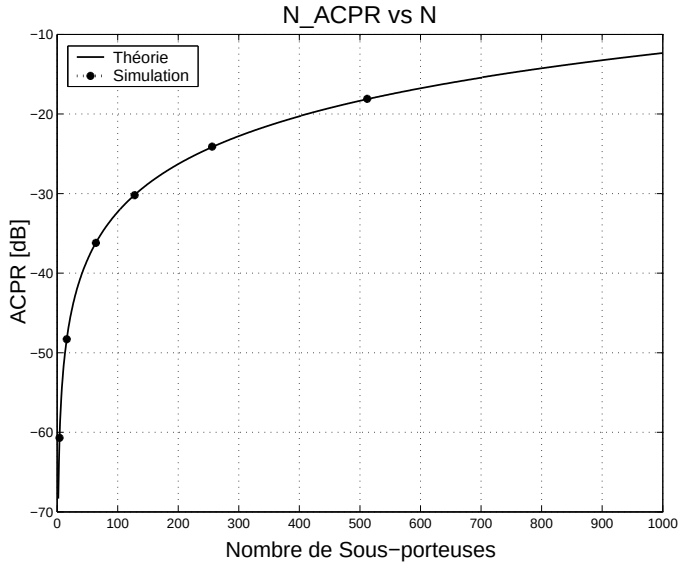


Fig. III.19. Comparaison entre Théorie et Simulation pour le « N_ACPR »

III.5.3.4 Inversion de la Formule

Comme dans le cas de l'« ACPR » classique, il est possible de déterminer le rapport a_1/a_3 des coefficients du modèle polynomial du « PA » pour une valeur donnée de « N_ACPR ».

Alors, la formule d'inversion est directement déduite à partir de l'équation (III.79) où le paramètre v peut être négligé car le terme $v_{2M,i}$ est nul pour le « N_ACPR ». Ainsi, la formule peut se ré-écrire comme suit :

$$\frac{a_1}{a_3} = \sqrt{\frac{4}{N}\left(\frac{u}{N_ACPR}\right)} \tag{III.85}$$

L'équation (III.85), comme l'équation (III.79), permet de restreindre le choix parmi différents amplificateurs de puissance.

III.5.4 Comparaison entre « ACPR » Classique et « N_ACPR »

Après cette étude concernant l'« ACPR » classique et le « N_ACPR » nous allons comparer ces deux paramètres pour pouvoir mettre en évidence la différence entre ces deux caractéristiques du signal de sortie.

En figure III.20 l'« ACPR » et le « N_ACPR » ont étés tracés en fonction du nombre N de sous-porteuses. Nous remarquons que pour $N < 256$ les deux courbes se superposent, ensuite elles s'écartent pour N qui croît. Ainsi, pour un nombre de sous-porteuses égal à 512, la valeur du « N_ACPR » est plus grande de 1 dB par rapport à celle de l'« ACPR » classique. Cet écart devient de 3 dB pour $N = 1000$.

D'après ce résultat, nous arrivons à valider le principe du « N_ACPR ». Il prend en compte la réelle remontée spectrale des lobes secondaires causée par les produits d'intermodulation dus à la non-linéarité du dispositif.

En outre, nous allons présenté ici un résultat numérique qui justifie une fois de plus cette nouvelle métrique. La mesure a été donc réalisée dans un contexte précis où nous avons mesuré le « N_ACPR » après amplification en utilisant un modèle polynomial pour le « PA ». Le tableau III.3 montre cette mesure avant et après amplification pour les deux différentes métriques.

La valeur du « N_ACPR », qui est plus grande que celle de l'« ACPR » classique, confirme alors la théorie sur le nouvel « ACPR » (« N_ACPR ») selon laquelle il est plus représentatif de la remontée des lobes secondaires.

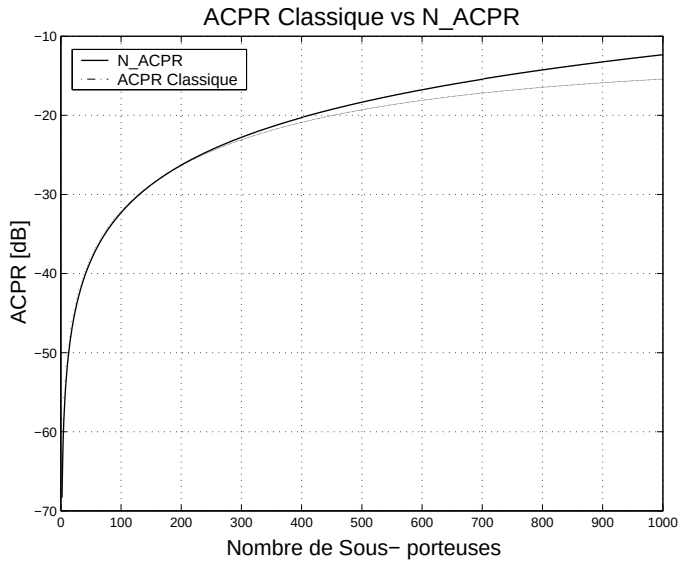


FIG. III.20. Comparaison entre « ACPR » Classique et « N_ACPR »

Avant « PA »	**Après « PA »**	
« ACPR »	« ACPR »	« N_ACPR »
-25.2 dB	-22.6 dB	-21.8 dB

TAB. III.3. Exemple de Mesure de l'« ACPR » et du « N_ACPR »

Cette étude a un intérêt pratique lorsque le nombre N de sous-porteuses devient suffisamment élevé. C'est alors le cas des systèmes de radio et vidéo diffusion comme le « DAB » [EBU2001] et le « DVB » [EBU2002] qui utilisent jusqu'à 1700 sous-porteuses.

III.6 Conclusions

Ce chapitre se compose de deux parties. Une première partie concerne les rappels théoriques sur les dispositifs non-linéaires et sur les caractéristiques non-linéaires du signal de sortie. Une deuxième partie nous a permis de réaliser une étude théorique sur l'une de ces caractéristiques du signal de sortie : l'« ACPR ».

Donc, nous avons d'abord introduit des concepts théoriques (caractéristique de transfert non-linéaire, harmoniques, IMn, IPn, etc...) que nous utiliserons dans la suite de notre

étude et nous avons aussi parlé des principales sources de distorsion non-linéaire (convertisseur CAN, mélangeur et « PA ») présentes dans une chaîne de transmission pour les télécommunications.

Puis, nous avons aussi défini les plus importantes caractéristiques non-linéaires du signal de sortie (« EVM », « NPR » et « ACPR ») pour se focaliser ensuite sur l'« ACPR » et le « N_ACPR » qui représente un nouveau concept pour cette métrique.

Une étude plus approfondie sur ces caractéristiques, nous a permis de trouver une expression théorique pour le calcul de l'« ACPR » et du « N_ACPR » qui permet de mieux prendre en compte la réelle remontée spectrale des lobes secondaires du signal de sortie. Les formules de l'« ACPR » et du « N_ACPR » donnent la valeur de l'« ACPR » en connaissant les coefficients a_i du modèle polynomial de la non-linéarité, l'amplitude A du signal d'entrée et le nombre N de sous-porteuses.

La simulation confirme la validité de ces formules qui ont été aussi inversées pour pouvoir calculer le rapport a_1/a_3 du modèle polynomial. Cela permet de limiter le choix parmi différents dispositifs non-linéaires (par exemple le « PA »).

Enfin, la comparaison de l'« ACPR » classique et du « N_ACPR » valide le principe de ce nouveau paramètre car le « N_ACPR » en fonction de N, reste toujours supérieur ou égal à l'« ACPR » classique. Un résultat numérique de simulation confirme une fois de plus la validité du principe du « N_ACPR ».

Chapitre IV

Méthodes de Réduction du « PAPR »

IV.1 Introduction

La dynamique en amplitude d'un signal quelconque $s(t)$ représente un paramètre intéressant à prendre en compte surtout si ce signal est traité par des systèmes non-linéaires. Les fortes fluctuations d'amplitudes peuvent, par exemple, saturer un stade d'amplification.

Une mesure de la dynamique en amplitude, et donc en puissance, est donnée par le « PAPR » (« Peak-to-Mean Power Ratio ») qui justifie la présence des forts pics par des valeurs élevées. En d'autres termes, si nous considérons une fenêtre d'observation T du signal $s(t)$, le « PAPR » représente le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal $s(t)$ sur l'intervalle T.

Dans la littérature nous retrouvons différentes définitions de « PAPR ». Les auteurs du papier [PAL2005b] réalisent une classifications de ces différentes appellations tout en éclaircissant les liens qui existent entre elles. Nous retrouvons l'expression du « PAPR » classique en équation (I.24).

Un « PAPR » élevé n'est pas une bonne caractéristique du signal à traiter. Dans certains cas, comme pour l'OFDM, le « PAPR » devient suffisamment élevé et le signal montre une grande dynamique en amplitude (et en puissance).

Cela a une conséquence sur les performances des dispositifs non-linéaires qui présentent une caractéristique de transfert avec saturation. Les dispositifs non-linéaires appartenant à une chaîne de transmission, le problème se pose surtout en émission et il prend de l'ampleur au niveau de l'amplificateur de puissance (« PA »).

Dans ce contexte de « PAPR » élevé, le « PA » doit avoir le recul (« Input Back-Off », « IBO ») suffisant pour qu'il puisse ne pas saturer le signal à amplifier. Cela amène le

« PA » à travailler dans une zone fortement linéaire avec une dégradation importante de son rendement et donc avec une augmentation de sa consommation. Étant le « PA » à l'émission l'élément qui consomme plus d'énergie sur une chaîne de transmission, on comprend alors qu'il est nécessaire d'optimiser sa consommation surtout dans des terminaux mobiles où la consommation est un facteur important décidant de leur autonomie.

Par conséquence, l'amplificateur de puissance doit travailler le plus proche possible de sa zone de saturation qui représente la zone à rendement optimal. Afin de se rapprocher de la zone de saturation sans trop saturer le signal d'entrée, il faut alors limiter ses fluctuations d'enveloppe, et donc son « PAPR ». Ainsi, on peut traiter le signal d'entrée afin de réduire les problèmes dus à l'amplification non-linéaire de signaux à « PAPR » élevé. Il existe d'autres méthodes basées sur l'électronique (fonction d'amplification) qui permettent une linéarisation de l'amplificateur de puissance. Cet aspect ne faisant pas l'objet de notre étude, nous nous limitons à le citer [cf. fig. IV.1].

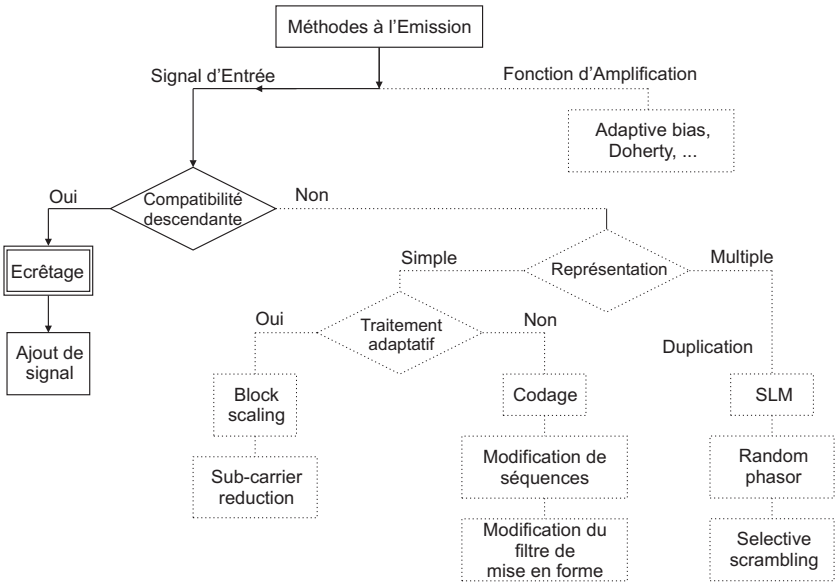


Fig. IV.1. Méthodes de Réduction du « PAPR »

Donc, dans ces dernières années, différentes techniques de réduction du « PAPR » et de linéarisation du « PA » ont été proposées. D'après le document [PAL2005a], une étude détaillée a été menée sur l'existence de ces nombreuses techniques.

Dans notre étude nous nous sommes principalement intéressés aux techniques de réduction du « PAPR » agissant directement sur le signal d'entrée. Parmi ces techniques, nous retrouvons celles comme l'écrêtage et l'ajout de signal qui garantissent une *compatibilité descendante*, c. à d. le récepteur ne doit pas être informé du type de traitement réalisé

en émission avant amplification, et celles comme le « selective mapping » (« SLM ») ou le codage Reed-Muller qui ne la garantissent pas. En outre, nous pouvons distinguer ces dernières techniques en fonction de la représentation du signal : simple ou multiple.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons vous présenter juste une partie de ces techniques que nous avons retenues dans notre étude :

a. « Selective Mapping »

b. Codage de Reed-Muller

c. « Tone reservation »

d. Écrêtage (classique) plus filtrage

Nous allons, donc, terminer le chapitre avec la technique de l'écrêtage classique plus filtrage qui représente notre point de départ pour la nouvelle technique dite d'écrêtage inversible.

IV.2 Le « Selective Mapping »

IV.2.1 Introduction

On doit cette technique à Bäuml, Fischer et Huber [BAUM1996]. Elle a été ensuite détaillée et agrémentée de précision dans [MULL1997] par Muller et Huber.

L'idée est de multiplier la séquence de symboles complexes issus de la modulation numérique par une série de L différents vecteurs P de façon à ce que ne soit retenu que le produit au « PAPR » le plus faible (après IFFT). Cette méthode nécessite néanmoins la transmission d'une information de redondance pour que le récepteur identifie le vecteur P optimal.

IV.2.2 Description et Performances

Cette méthode s'applique à l'OFDM pour un nombre quelconque de sous-porteuses et pour une modulation numérique quelconque. Soit $S = [S_1 ... S_N]$ le signal OFDM temporel constitué de N échantillons. L'idée est de multiplier le vecteur S par un vecteur $P^{(l)} = [P_1^{(l)} ... P_N^{(l)}],\ l\epsilon[0, L]$. Le vecteur P comporte N composantes et L représentants différents. Les P_i^l sont de la forme :

$$P_i^l = e^{j\phi_i^l} \tag{IV.1}$$

Le nouveau signal après pondération S' a donc pour expression :

$$S'^{\,l} = S\,P^{(l)}, \quad l \in [0, L] \tag{IV.2}$$

On obtient ainsi L signaux différents de N composantes. La méthode proposée par Bäuml, Fischer et Huber sélectionne la séquence d'indice l dont le « PAPR » est le plus faible. À l'indice l correspond un vecteur P^l qu'il faudra protéger dans la transmission afin de retrouver le vecteur initial S. La valeur de l'indice l sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction via un code correcteur d'erreurs. Les auteurs proposent d'utiliser $P_i^l \in (\pm 1, \pm j)$, ce qui est plus simple d'un point de vue implémentation du fait de l'absence de multiplications. La figure IV.2 illustre ce principe.

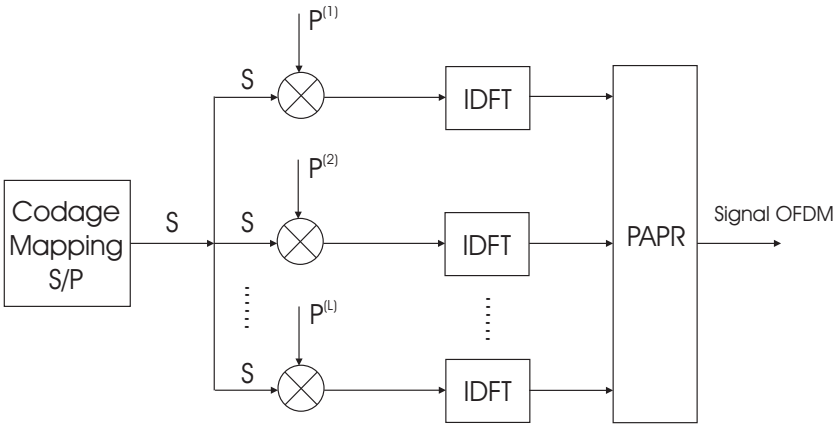


FIG. IV.2. Principe de Fonctionnement de la Méthode « Selective Mapping »

Les potentialités de la méthode donnent une réduction du « PAPR » de 11.4 à 8.6 dB pour 128 sous-porteuses et pour une modulation QPSK et ceci pour une valeur de fonction de répartition de 10^{-4} (avec $L = 4$).

Cette méthode nécessite cependant la transmission de l'indice l pour retrouver, à partir des séquences S', la séquence S. Cette information étant de toute importance, elle devra être protégée au moyen d'un code correcteur d'erreur. Dans [MULL1997], les auteurs proposent que le nombre de bits sur lequel doit être codé cet indice soit de l'ordre de $\log_2(L)$. Ce nombre de bits est donc la redondance liée à la méthode. Dans l'exemple proposé ci-dessus, la redondance se traduit par 2 bits sur 128*4, soit un « overhead » de 0.4 %, ce qui est très faible.

IV.2.2.1 Avantages

Cette méthode permet une réduction très importante du « PAPR » avec un « overhead » extrêmement faible. Ensuite, elle est applicable pour un nombre de sous-porteuses quelconque et ceci quelle que soit la modulation numérique utilisée.

IV.2.2.2 Inconvénients

Aux vues des performances de la méthode, elle ne semble pas avoir d'inconvénient majeur, mise à part la complexité, du fait de l'utilisation de L opérations de $IFFT$. De plus, cette méthode nécessite la transmission de séquences d'information (« Side Information ») pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le « PAPR » le plus faible.

Dans la suite, nous allons présenter deux variantes à cette méthode permettant d'optimiser son principe. La première permet de pallier l'inconvénient concernant la transmission de séquences d'information [BREI2000] et la deuxième de diminuer sa complexité [WANG2003].

Variante 1 : optimisation de la transmission de séquences d'information

L'inconvénient de transmettre une information entre l'émetteur et le récepteur est double : d'une part à cause du risque que cette séquence soit entachée d'erreurs via le canal de transmission et d'autre part à cause d'une diminution du débit net. Les auteurs de [BREI2000] proposent d'utiliser un mélangeur qui opèrent de la façon suivante. À chaque mot d'information q est concaténée une séquence d'information d'entête de $(\log_2(L))$ bits (où L est le nombre de répliques). Le mot global est ensuite inséré dans un mélangeur. À la sortie du mélangeur, les opérations classiques peuvent être effectuées (codage canal, codage binaire à signal, IFDT). La séquence de sortie de la IDFT est identifiée à la séquence d'information q associée à l'entête.

Cette procédure est effectuée pour toutes les L séquences associées à leurs L entêtes et elle sélectionne la séquence ayant le « PAPR » le plus faible. Le schéma de principe est donc proposé en figure IV.3.

Des résultats sont aussi présentés pour le cas à 256 sous-porteuses en 16QAM. Ces résultats sont plus faibles en termes de réduction du « PAPR ». En effet, pour une fonction de répartition ayant pour valeur 10^{-4}, les gains annoncés sont de 1.8 et 2.5 dB pour des valeurs respectives de L de 4 et 16. Les mêmes gains en termes de « PAPR » pour la méthode « selective mapping » classique sont, pour les mêmes conditions de simulation,

de 2.8 et 4.4 dB, toujours pour $L = 4$ et 16. Le taux d'erreur binaire est aussi légèrement dégradé mais de façon peu significative.

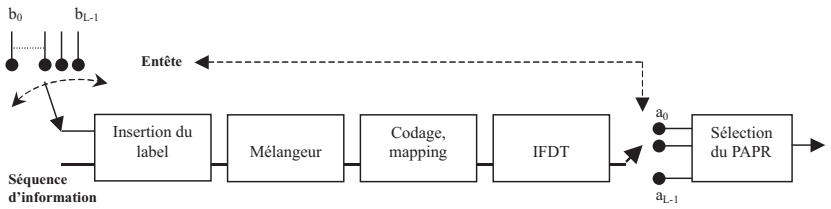


FIG. IV.3. Schéma Général Variante 1

Variante 2 : diminution de la complexité du « selective mapping »

Une autre technique présentée dans [WANG2003] se propose de réduire la complexité en divisant par deux le nombre de IFFT dans le principe du « selective mapping » moyennant un système de conversion.

IV.3 Le Codage Reed-Muller

IV.3.1 Introduction

L'objectif de cette méthode est d'insérer un code correcteur d'erreur avant la Transformée de Fourier Inverse (IFFT), code correcteur générant des séquences complémentaires. Ce code est basé sur ceux de Reed-Muller et apporte donc un gain de codage mais aussi l'assurance d'un « PAPR » constant de 3 dB quelle que soit le nombre de sous-porteuses.

Cette méthode s'inscrit dans la continuité de celle de Van Nee basée sur les séquences complémentaires. Jedwab et Davis ont alors montré en 1997 que ces séquences pouvaient être simplement générées à l'aide d'un code de Reed-Muller, [DAVI1997] et [DAVI1999]. Les travaux sur les codes ont fait depuis l'objet de nombreuses publications axées soient sur le développement d'algorithmes de décodage performants ou de nouveaux codes [GRAN1998], [WILK1999], [OCHI1998] ou sur des améliorations pratiques [ROBI2001], [LOUE2000], [LOUE2001].

IV.3.2 Description et Performances

IV.3.2.1 Principes du Codage

Les travaux de Jedwab et Davis [DAVI1997] ont révélé un lien entre les codes de Reed-Muller d'ordre 1 et les séquences complémentaires. Cette méthode fait appel aux codes de Reed-Muller d'ordre 1.

Considérons une matrice binaire G de taille $m \times 2^m$, dont les 2^m colonnes sont tous les m-uplets possibles de longueur m, y compris le vecteur nul. La matrice génératrice d'un code de Reed-Muller d'ordre 1 et de taille 2^m, est la matrice G_{RM} définie par :

$$G_{RM} = \left[\frac{I}{G}\right] \tag{IV.3}$$

où I est un vecteur ligne de taille 2^m constitué de « 1 ». Notons $l_1, ..., l_N$ les N lignes de $G_R M$. On a alors la proposition suivante. Soit π une permutation des indices entiers {1,2, ... , m} et $D = [d_0, d_1, ..., d_m]$ un vecteur de taille $m + 1$, les $d_k \epsilon Z_2^h$ (Z_2^h étant l'ensemble des entiers modulo-2h).

Alors,

$$\Delta = 2^{h-1} \sum_{k=1}^{m-1} l_{\pi(k)} l_{\pi(k+1)} + D.G_{RM} \tag{IV.4}$$

Δ est donc une séquence de longueur 2^m et de « PAPR » de 3 dB. Cette séquence est complémentaire (ou de Golay).

Le nombre de combinaisons L_i de produits de lignes l_i est égal à $m!/2$. Chacune sera donc codée sur q bits tels que ($\lfloor\ \rfloor$ désignant la partie entière) :

$$q = \lfloor log_2\left(\frac{m!}{2}\right)\rfloor \tag{IV.5}$$

Le mot d'information sera donc constitué de $(q+m+1)$ bits codés de la façon suivante. Les $m+1$ premiers seront codés par le code de Reed-Muller, les q derniers seront associés à une combinaison L_i (de taille $2^{m=}$ via une table de correspondance. Par exemple, dans le cas où $m = 4$ et $h = 2$, $q = 3$ et la séquence d'information binaire est donc de taille 13.

Ainsi, en posant $C = e^{2i\pi\Delta/2^h}$, le signal OFDM $S(t)$ aura l'expression suivante avec un « PAPR » de 3 dB :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} e^{\frac{2i\pi\Delta_k}{2^h}} e^{2i\pi f_k}, \quad t\epsilon[0, T_S] \tag{IV.6}$$

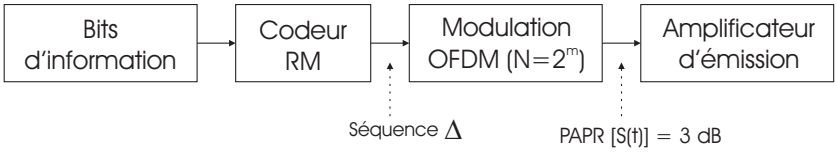


FIG. IV.4. Lien entre le Code de Reed-Muller (RM) et la Modulation OFDM

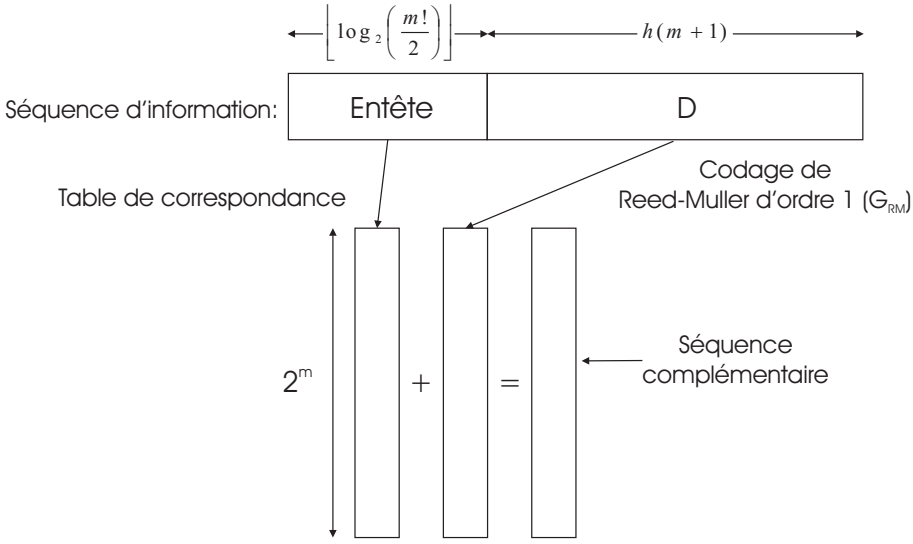


FIG. IV.5. Principe de Codage et Obtention des Séquences Complémentaires

IV.3.2.2 Caractéristiques du Codage Reed-Muller Golay Sequences (RMGS)

On montre que le taux de codage est donné par :

$$\tau = \frac{\lfloor log_2\left(\frac{m!}{2}\right)\rfloor + h(m+1)}{h\ 2^m} \tag{IV.7}$$

Les différentes valeurs du taux de codage sont reportées dans le tableau IV.1 pour différentes valeurs de h (nombre de bits/symbole) et pour différentes valeurs du paramètre m.

Le lien entre le code et l'OFDM est le suivant : la longueur de la séquence complémentaires est 2^m, ce qui correspond aussi au nombre N de sous-porteuses de la modulation OFDM. Ainsi, pour une taille de modulation fixée ($MDP - 2^h$) sur chaque sous-porteuse, on constate que le taux de codage chute très fortement lorsque N augmente. Ce paramètre est fondamental dès lors qu'il s'agit de mettre en place un schéma de codage. Cette remarque signifie donc que le nombre de sous-porteuses sera en pratique limité du fait du taux de codage très faible imposé par la théorie développée par Davis et Jedwab.

τ	**h=1**	**h=2**	**h=3**	**h=4**
m=2	0.75	0.75	0.75	0.75
m=3	0.625	0.56	0.54	0.53
m=4	0.5	0.4	0.37	0.36
m=5	0.34	0.26	0.24	0.22

TAB. IV.1. Valeurs du Taux de Codage du Code RMGS en fonction de m et de h

La deuxième caractéristique importante concerne la distance du schéma de codage. La théorie nous indique que les séquences complémentaires sont en partie obtenues grâce à des combinaisons linéaires des produits de lignes de la matrice de Reed-Muller d'ordre 1. De ce fait, on peut montrer que ces séquences complémentaires sont des mots de codes de Reed-Muller d'ordre 2 et donc que la distance d du schéma de codage global est alors :

$$d = 2^{m-2} \tag{IV.8}$$

IV.3.2.3 Avantages

Le premier avantage réside dans un « PAPR » fixe de 3 dB quelle que soit le nombre de sous-porteuses. Un autre avantage est lié à la capacité de correction du code qui permet de corriger les erreurs au nombre de :

$$e = \left\lceil \frac{d-1}{2} \right\rceil = \left\lceil \frac{2^{m-2}-1}{2} \right\rceil \tag{IV.9}$$

$$= \left\lceil 2^{m-3} - \frac{1}{2} \right\rceil = 2^{m-3} - 1 \tag{IV.10}$$

où 2^m est le nombre de sous-porteuses. Cette capacité reste limitée. Pour ce faire, le code doit être associé avec un autre code (BCH par exemple) à forte capacité de correction et à taux de codage très proche de 1.

Cette méthode peut apporter des gains importants en termes de « PAPR » pour des standards utilisant l'OFDM avec un nombre de sous-porteuses relativement réduit. Ainsi, dans le cas d'HiperLAN II (ou IEEE 802.11.a), le nombre de sous-porteuses utiles est de 64. En utilisant des méthodes de concaténation de séquences complémentaires [LOUE2001], on peut, au prix d'une légère dégradation du « PAPR », utiliser ce type de codage.

IV.3.2.4 Inconvénients

Les inconvénients liés à cette méthode sont nombreux :

- d'une part, cette méthode n'est applicable qu'aux modulations numériques de phase, ce qui réduit considérablement leur champ d'application. L'auteur dans [ROBI2001] propose cependant une application à une 16-QAM mais au prix d'un accroissement du « PAPR » de l'ordre de 2.5 dB.
- d'autre part, elles ne sont réellement applicables qu'à un faible nombre de sous-porteuses, du fait que le taux de codage y est inversement proportionnel.
- enfin, malgré ses capacités de codage, il n'en reste pas moins qu'elles sont limitées. L'emploi d'un code puissant est donc nécessaire (type concaténation de code), code de rendement très proche de 1.

IV.4 « Tone reservation »

IV.4.1 Introduction

La technique « tone reservation » est une méthode de réduction du « PAPR » dont le principe repose sur l'ajout d'un signal au signal original afin de diminuer son « PAPR ». Initialement, elle a été proposée pour les signaux OFDM. L'idée de base de cette technique consiste à réserver des sous-porteuses pour générer le signal servant à réduire le « PAPR » et de sorte à garantir une compatibilité descendante.

Initialement, la technique « tone reservation » a été proposée comme technique pour réduire le « PAPR » des signaux OFDM. Jose Tellado-Mourelo en est le précurseur. Cette technique fait partie d'une famille de méthodes de réduction du « PAPR » que Jose Tellado-Mourelo a exposé en 1999 dans sa thèse de doctorat [TELL1999]. La méthode « tone reservation » est donc une technique relativement récente.

IV.4.2 Description et Performances

Contrairement à certaines techniques dites "ajout de signal", la technique « tone reservation » n'a pas pour objectif de transformer le signal original en un signal à enveloppe constante mais plutôt à réduire au maximum son « PAPR ». Au fait, l'idée de base de cette technique est de réserver un certain nombre de sous-porteuses pour générer les signaux devant servir à réduire le « PAPR » de sorte à garantir en même temps la compatibilité descendante. Pour ce faire, le signal ajouté et le signal utile sont à supports fréquentiels

disjoints. Notons qu'initialement, la technique « tone reservation » fut proposée pour les signaux OFDM d'où le schéma illustratif de la figure IV.6 [TELL1999].

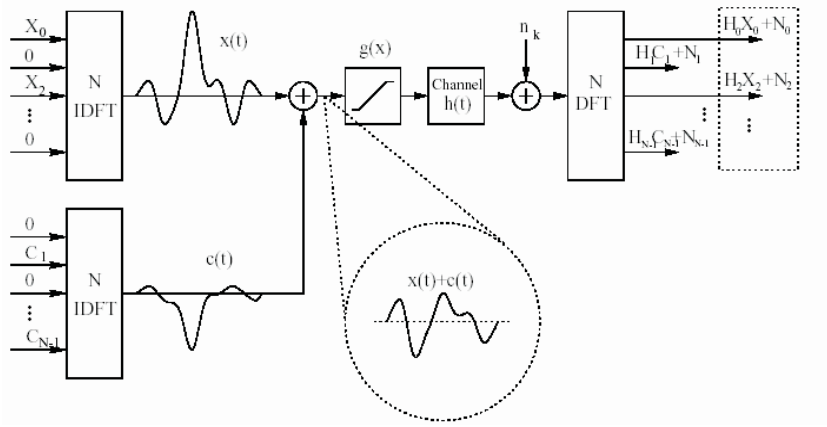


FIG. IV.6. Schéma Général pour le « Tone Reservation »

D'un point de vue analytique on a : $X_k^m C_k^m = 0$ où X_k^m désigne le k-ième symbole numérique du m-ième symbole OFDM et C_k^m le k-ième symbole numérique du m-ième signal « artificiel ». Posons $P = \{0, 1, 2, ..., N-1\}$ l'ensemble des positions de toutes les N sous-porteuses du signal multiporteuse, $R = \{i_0, i_1, ..., i_{r-1}\}$ l'ensemble ordonné des positions des sous-porteuses réservées pour le signal « artificiel » et R^c le complémentaire de R dans P, c'est à dire $P = R \cup R^c$. Par suite :

$$X_k^m + C_k^m = \begin{cases} C_k^m & \text{si } k \in R, \\ X_k^m & \text{si } k \in R^c. \end{cases} \tag{IV.11}$$

Le signal multiporteuse s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \overline{x}^{\,m} &= x^m[n/L] + c^m[n/L] \\ &= \sum_{k \in \Re^c} X_k^m e^{\frac{2j\pi kn}{NL}} + \sum_{k \in \Re} C_k^m e^{\frac{2j\pi kn}{NL}} \\ &= IFFT(X_k^m + C_k^m) \end{aligned} \tag{IV.12}$$

où L est le facteur de sur-échantillonnage. Le « PAPR » du signal ainsi obtenu est donné par la relation :

$$PAPR[x^{\,m} + c^{\,m}] = \frac{\|x^{\,m} + c^{\,m}\|_\infty^2}{E(|x^{\,m}[N/L]|^2)} \tag{IV.13}$$

où $\|v\|_\infty$ représente la norme-∞ [1] du vecteur v. Puisque le dénominateur n'est pas fonction du signal ajouté (si c'était le cas, le « PAPR » défini ne serait pas une mesure fiable car elle aurait été plus faible que le « PAPR » du signal d'original), le problème d'optimisation du « PAPR » se résume au calcul de la valeur $c^{m,opt}$ qui minimise le numérateur, c'est à dire :

$$\underset{c}{Min}\|x^{\,m} + c\|_\infty = \underset{C}{Min}\|x^{\,m} + Q_L C\|_\infty \tag{IV.14}$$

Ce problème d'optimisation est équivalent au problème d'optimisation convexe suivant :

$$\underset{C}{Min}\ \ t \tag{IV.15}$$

sous l'hypothèse que :

$$\|x^{\,m} + Q_L C\|_\infty^2 \leq t \tag{IV.16}$$

Un seuil de « PAPR » est nécessaire pour le calcul de $c^{m,opt}$. Le choix du seuil se fait en général en fonction de la distribution de la puissance du signal (comme dans la méthode du « clipping »). Dans la figure IV.7, tirée dans [TELL1999], on peut voir par exemple que pour un seuil pour lequel la probabilité est inférieure à 10^{-5} et pour un rapport $R/N = 5\%$, le « PAPR » peut être réduit de 15 dB à 9 dB (soit de 6 dB).

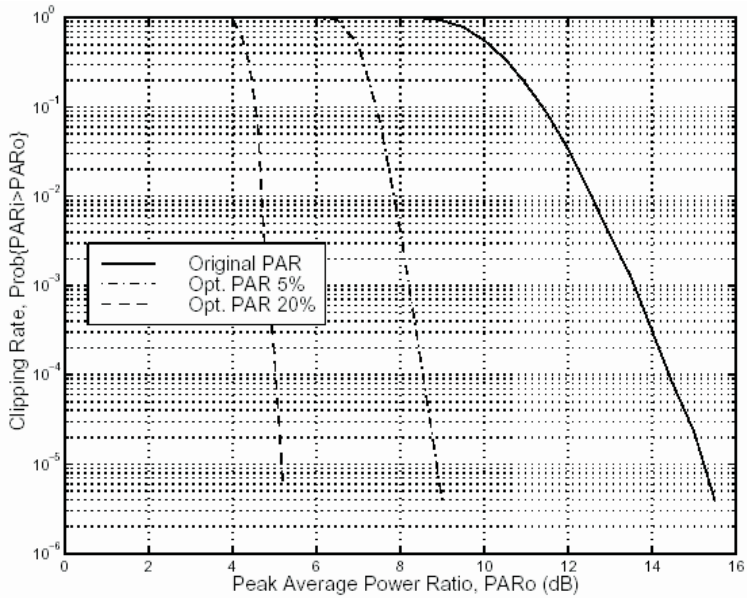


FIG. IV.7. Impact de la Méthode « Tone Reservation » sur le « PAPR » (N=512)

[1] La norme-∞ d'un vecteur est le maximum des valeurs absolues des ses composantes

IV.4.2.1 Avantages

L'avantage de la technique « tone reservation » est qu'elle permet d'obtenir une bonne réduction du « PAPR » tout en assurant une compatibilité descendante.

IV.4.2.2 Inconvénients

Les difficultés dans la technique « tone reservation » résident essentiellement dans le choix de l'algorithme d'optimisation (complexité, convergence) et dans le choix du seuil. Le seuil ne doit être choisi au détriment d'une altération du signal transmis. Un autre inconvénient de cette technique est qu'elle augmente sensiblement la puissance transmise. La puissance moyenne relative ajoutée est donnée par :

$$\Delta E = 10 \log_{10} \frac{E(\|x^{\,m} + c^{\,m}\|_2^2)}{E(\|x^{\,m}\|_2^2)} \tag{IV.17}$$

IV.5 L'Écrêtage (Classique) plus Filtrage

IV.5.1 Introduction

Intuitivement cette méthode est très simple à comprendre, car il s'agit, à l'aide d'un écrêtage de l'amplitude du signal à un seuil prédéterminé de diminuer l'amplitude maximale du signal au niveau de ce seuil. Cela a donc pour effet de diminuer la variation de puissance du signal. Par conséquent cela diminue la sensibilité du signal aux non-linéarités. Cette méthode est à rapprocher de la méthode dite « Envelope Elimination and Restoration » (« EER »), puisqu'il s'agit d'éliminer les fortes amplitudes mais il n'y a pas de restauration. Le signal résultant, s'il reste compatible, est dégradé et n'aura pas les performances nominales à la réception. De plus, la saturation étant elle-même, par principe un élément non-linéaire, tous les défauts intrinsèques à ce type d'élément se retrouveront ici.

Cette technique a été proposée dès le début de la mise en œuvre de l'OFDM terrestre (« DVB-T »), dans les années 90 [LI1997], [LI1998]. Cette technique a ses origines dans le domaine de l'automatique non-linéaire et de ce fait il est très difficile d'établir une chronologie de la découverte de cette méthode avant la redécouverte pour les signaux multiporteuses.

IV.5.2 Description

La méthode consiste donc à écrêter le signal suivant la loi décrite par l'équation (IV.18) où E représente le niveau d'écrêtage :

$$f(x) = \begin{cases} +E & \text{si } x(t) > +E \\ x(t) & \text{si } -E \leq x(t) \leq +E \\ -E & \text{si } x(t) < -E \end{cases} \tag{IV.18}$$

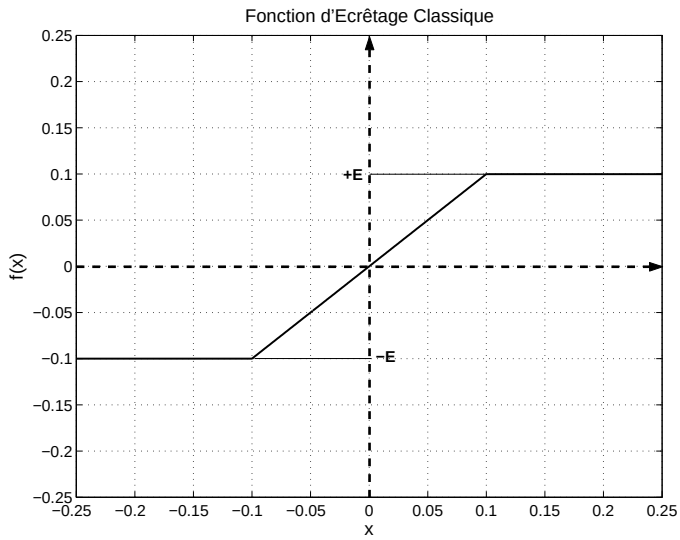
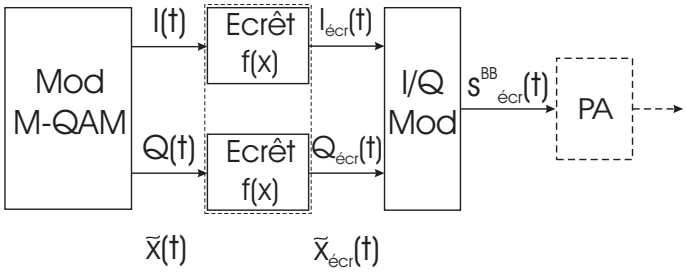


FIG. IV.8. Fonction d'Écrêtage pour l'Écrêtage Classique

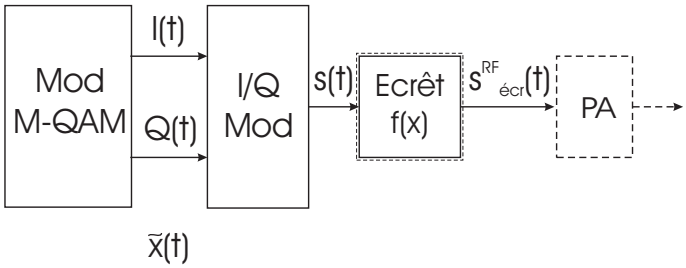
En outre, le paramètre « CR » (« Clipping Ratio ») que nous allons utiliser dans la suite, est défini dans l'équation (IV.19). Le « CR » est défini comme le rapport entre le niveau d'écrêtage E et la valeur quadratique moyenne (V_{rms}^{ofdm}) du signal OFDM en question. Ces deux derniers paramètres ont la dimension des Volts.

$$CR = \frac{E}{V_{rms}^{ofdm}} \tag{IV.19}$$

Cette technique d'écrêtage peut être réalisée en bande de base ainsi que sur fréquence porteuse. Considérons alors la figure IV.9 et les signaux qu'y transitent. Le signal en bande de base est représenté par le signal complexe $\tilde{x}(t)$ et l'écrêtage en bande de base est réalisé sur chacune des voies I/Q du modulateur en quadrature [cf. fig. IV.9(a)] en saturant au même niveau E les signaux $I(t)$ et $Q(t)$.



(a) Bande de base



(b) Fréquence porteuse

FIG. IV.9. Système d'Écrêtage en Bande de Base et sur Fréquence Porteuse

Le signal complexe $\tilde{x}(t)$ avant écrêtage peut donc s'exprimer par l'équation (IV.20) :

$$\tilde{x}(t) = I(t) + j\,Q(t) = \rho.e^{j\phi} \tag{IV.20}$$

où

$$\rho = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \tag{IV.21}$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \tag{IV.22}$$

et le signal radio-fréquence (RF) en émission sans écrêtage est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re[\tilde{x}(t).e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \rho\cos(2\pi f_c t + \phi) \end{aligned} \tag{IV.23}$$

Ensuite après écrêtage en bande de base, le signal $\tilde{x}(t)$ devient :

$$\tilde{x}_{écr}(t) = I_{écr}(t) + j\,Q_{écr}(t) = \rho_{écr}.e^{j\phi_{écr}} \tag{IV.24}$$

où

$$\rho_{écr} = \sqrt{I^2_{écr}(t) + Q^2_{écr}(t)} \tag{IV.25}$$

$$\phi_{écr} = \arctan\left(\frac{Q_{écr}(t)}{I_{écr}(t)}\right) \tag{IV.26}$$

Donc, le signal RF $s_{écr}^{BB}(t)$ avant amplification s'écrit comme dans l'équation (IV.27).

$$\begin{aligned} s_{écr}^{BB}(t) &= \Re[\tilde{x}_{écr}(t).e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \rho_{écr}\cos(2\pi f_c t + \phi_{écr}) \end{aligned} \tag{IV.27}$$

D'après l'équation (IV.27) nous pouvons alors en déduire que l'écrêtage en bande de base modifie le module ρ ainsi que la phase ϕ du signal RF à émettre.

Si on écrête sur fréquence porteuse [cf. fig. IV.9(b)], alors juste le module ρ du signal $s(t)$ sera touché par la fonction d'écrêtage. Le signal $s(t)$ après écrêtage sur fréquence porteuse se récrit comme en équation (IV.28). Dans ce cas, la phase ϕ du signal RF à l'émission ne subira pas l'effet de l'écrêtage.

$$s_{écr}^{RF}(t) = \rho_{écr}\cos(2\pi f_c t + \phi) \tag{IV.28}$$

Ensuite, cet écrêtage, lui-même non-linéaire, génère les trois types de problèmes classiques d'une non-linéarité :

1. Remontée des lobes secondaires, par les produits d'intermodulation.
2. Génération d'interférence entre symboles non-linéaire (sous-réserve de la présence de filtrage convolutif)
3. Génération de bruit dans la bande utile : bruit à structure particulière car il correspond aux différents produits d'intermodulation qui tombent dans la bande utile

Le problème lié à la remontée spectrale peut facilement être combattu par un filtre sélectif en fréquence situé juste après l'écrêtage. Ce filtre a été proposé dès les premiers articles : nous pouvons donc dire qu'il fait partie de la méthode. Les articles de Cimini [LI1997], [LI1998] peuvent être considérés comme la référence sur cette méthode. Il analyse les effets des 3 points précédents sur la DSP et sur le « BER ». Bien entendu, celui-ci est dégradé de plusieurs dB à cause du bruit de « clipping » dans la bande. Dans [PANT2004], les auteurs montrent que ce problème est moins important lorsque le signal traverse un canal sélectif en fréquence. Ils montrent, en effet, que le taux d'erreur est majoritairement dû aux sous-porteuses qui sont très affectées par le canal, et dans ce cas la contribution du bruit de « clipping » sur le « BER » est très faible. Une autre analyse de ce problème dans [OCHI2002] montre que la dégradation en S/N peut être efficacement atténuée en utilisant un code performant comme les Turbo-codes.

Un second résultat dans cet article consiste à dire que réduire le « PAPR » grâce à l'écrêtage sera plus efficace si le signal OFDM est sur-échantillonné avant l'écrêtage. De très nombreux travaux se sont intéressés aux moyens possibles pour diminuer ce bruit généré dans la bande. En général, ils utilisent le fait que le bruit a une structure particulière,

ce qui permet de mettre en œuvre, à la réception, des techniques de soustraction (itérative ou non) du bruit. Dans [CHEN2003], les auteurs proposent une méthode itérative de soustraction du bruit après l'avoir estimé. Le gain revendiqué est d'environ 2.5 dB. Dans [OCHI2002], déjà cité, les auteurs montrent que cette dégradation peut être efficacement combattue avec un code de canal très puissant.

IV.5.2.1 Avantages

Cette méthode est vraiment très simple à mettre en œuvre tout en garantissant la compatibilité descendante. Ce système d'écrêtage réalisé en bande de base apparaît alors simple à mettre en place car les fonctions d'écrêtage et de filtrage sont implémentées en numérique sur les deux voies I et Q.

En outre, la présence d'un filtre sélectif en fréquence pour rejeter les produits d'intermodulation n'est pas un problème car généralement dans tous les standards actuels de type multiporteuses, il existe un filtre de bande, qu'il suffit de rendre plus sélectif. Cela permet donc d'obtenir à l'émission une valeur de « ACPR » acceptable.

IV.5.2.2 Inconvénients

Cette méthode a pour conséquence directe l'augmentation de l'« ACPR » qui se dégrade donc suite à l'écrêtage. Comme on a dit ci-dessus ce problème peut être facilement franchi à l'aide d'un filtrage suffisamment sélectif après l'écrêtage.

En outre, les produits d'intermodulation générés par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage vont retomber aussi dans la bande utile du signal (point 3 ci-dessus) générant un bruit d'intermodulation qui ne sera pas éliminé par simple filtrage.

De très nombreux travaux se sont intéressés aux moyens possibles pour diminuer ce bruit généré dans la bande. En général, ils utilisent le fait que le bruit a une structure particulière, ce qui permet de mettre en œuvre, à la réception, des techniques de soustraction (itérative ou non) du bruit [CHEN2003], [OCHI2002].

En conclusion, cette méthode d'écrêtage classique plus filtrage serait intéressante et utilisable si le gain obtenu était supérieur aux dégradations apportées par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage. Comme généralement cela n'est pas le cas, cette méthode est restée un cas d'école et n'est pas utilisée. Le problème est donc encore ouvert.

IV.5.3 Performances de l'Écrêtage Classique

L'écrêtage avant l'amplificateur de puissance réduit le « PAPR » du signal émis. Cela nous permet d'amplifier le signal sans trop de distorsion tout en restant proche de la région de saturation de l'amplificateur. Donc si le niveau d'écrêtage est bien choisi, nous pouvons considérer qu'il n'y a pas d'effet non-linéaire dû à l'amplificateur, autrement dit il devient transparent dans la chaîne de transmission vis-à-vis des non-linéarités [cf. fig. IV.10].

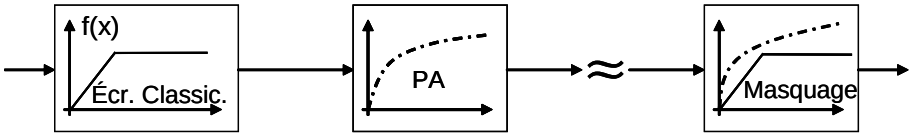


Fig. IV.10. Masquage de la Non-Linéarité de l'Amplificateur de Puissance

IV.5.3.1 Impact sur le « PAPR »

Cet écrêtage permet donc de réduire la dynamique en amplitude du signal OFDM à émettre avec conséquence de diminuer le « PAPR ». Étant le signal OFDM identifiable à un processus aléatoire, les variations en amplitude et donc en « PAPR » ont été quantifiées à l'aide de la « Complementary Cumulative Distribution Function » (« CCDF ») qui est définie en équation (IV.29). Cette fonction représente la probabilité que le « PAPR » du signal $x(t)$ dépasse le seuil *papr*.

$$CCDF[PAPR(x)] = Prob[PAPR(x) > papr] \tag{IV.29}$$

Dans la figure IV.11, nous retrouvons les « CCDF » du « PAPR » pour un signal OFDM classique du type 802.11a avec 64 sous-porteuses et pour trois niveaux d'écrêtage correspondants à « CR » = [0.9, 1.2, 1.5]. La réduction du « PAPR » à « CCDF » égale 10^{-2} vaut 5, 3 et 2 dB pour un « CR » de 0.9, 1.2 et 1.5 respectivement.

IV.5.3.2 Impact sur l'« ACPR »

Malheureusement, la première conséquence de l'écrêtage et donc de la réduction du « PAPR » reste la dégradation de l'« ACPR » suite à la remontée des lobes secondaires.

L'« ACPR » augmente à cause des produits d'intermodulation qui sont générés par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage. La figure IV.12 montre une dégradation de l'« ACPR » lorsque l'écrêtage est important (« CR » petit). Si ensuite l'écrêtage devient

de moins en moins important (« CR » grand), la dégradation de l'« ACPR » diminue jusqu'à atteindre l'« ACPR » du signal OFDM sans écrêtage (-25.2 dB).

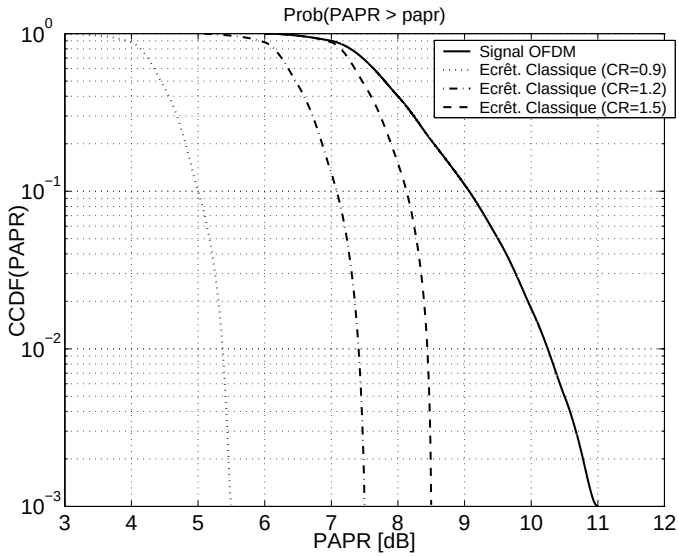


FIG. IV.11. « CCDF » du « PAPR » pour différents « CR »

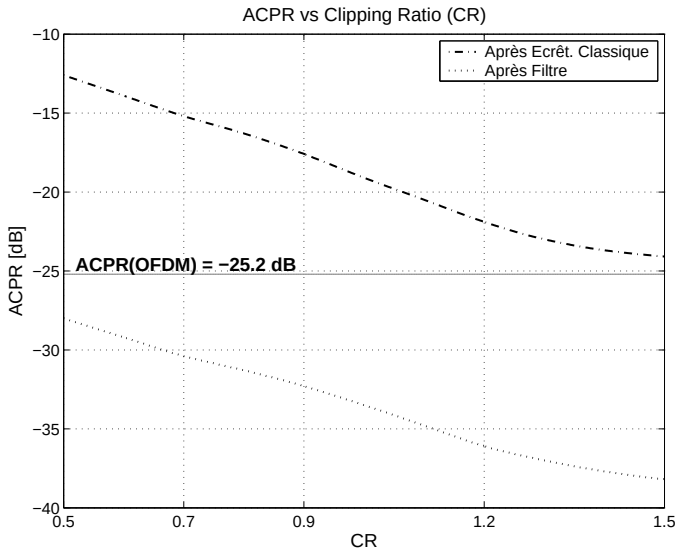


FIG. IV.12. « ACPR » en fonction du « CR »

Comme on a déjà dit ci-dessus, l'amélioration de l'« ACPR » peut facilement être obtenue à l'aide d'un filtre sélectif en fréquence situé juste après l'écrêtage. Ce filtrage

est réalisé par un filtre de Nyquist entier avec une bande passante de 20 MHz et un facteur de retombée α égal à 0.35. La deuxième courbe sur la figure IV.12 montre alors que la remontée spectrale et donc l'« ACPR » diminuent grâce à ce filtrage. La sélectivité de ce filtre peut être contrôler à l'aide de son facteur de retombée α et l'impact sur l'« ACPR » est visible en figure IV.13 (résultats de simulation).

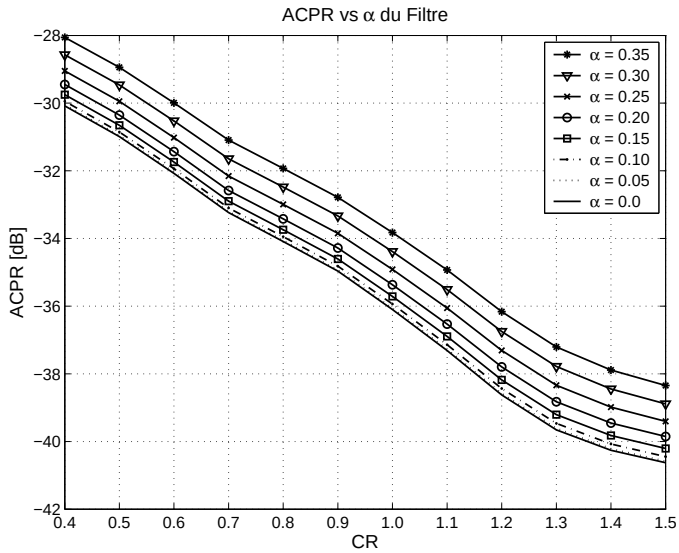


FIG. IV.13. Variation de l'« ACPR » avec le Facteur de Retombée α du Filtre

L'« ACPR » diminue lorsque le facteur de retombée α devient de plus en plus petit et par conséquence le filtre de plus en plus sélectif.

En outre, comme nous en avons déjà parlé ci-dessus, la présence d'un système d'écrêtage avant l'amplification non-linéaire du signal OFDM à émettre permet de cacher la non-linéarité du « PA » en choisissant le bon niveau d'écrêtage [cf. fig. IV.10]. L'écrêtage diminue la dynamique en puissance du signal d'entrée de l'amplificateur permettant ainsi d'obtenir un gain sur son « IBO ». D'après les résultats de simulation, la figure IV.14 montre comment on peut gagner sur l'« IBO » en écrêtant le signal avant le « PA » pour atteindre la même valeur de « ACPR ».

Nous pouvons donc en déduire qu'un écrêtant de 1.5 à 0.9 pour le « CR », nous gagnons 3 dB sur l'« IBO » tout en gardant la même valeur de « ACPR » (-26.0 dB).

IV.5.3.3 Impact sur le « BER »

À la réception, les performances en termes de « BER » seront compromises par l'effet de l'écrêtage du signal en émission. En outre, la non-linéarité de la fonction d'écrêtage

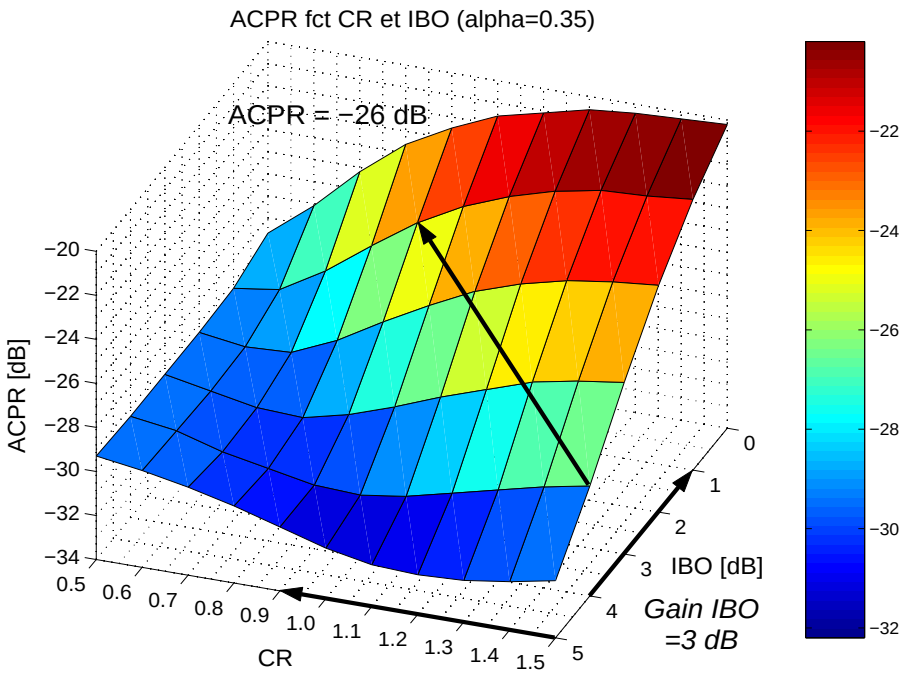


FIG. IV.14. Variation de l'« ACPR » avec le « CR » et l'« IBO »

génère un bruit d'intermodulation dans la bande utile du signal OFDM qui va se répercuter lui aussi sur le « BER ». La figure IV.15 montre comment le « BER » varie en fonction du « CR » pour un écrêtage classique plus filtrage.

D'après ce résultat, le « BER » reste très mauvais pour des valeurs de « CR » réalisant un niveau d'écrêtage suffisamment acceptable afin d'avoir une véritable réduction du « PAPR », c. à d. pour un « CR » entre 0.8 et 1.0.

IV.6 Conclusions

Dans notre étude nous visons à utiliser une méthode de réduction du « PAPR » qui se base sur le traitement du signal en question, qui garantisse la compatibilité descendante et qui soit en même temps simple à mettre en œuvre. D'après cette première analyse et en s'inspirant de la figure IV.1 présentée dans l'introduction à ce chapitre, nous concentrons notre attention sur la méthode dite d'écrêtage plus filtrage.

Les principaux problèmes d'une telle méthode restent la remontée des lobes secondaires qui va impacter l'« ACPR » et la dégradation du signal en réception avec par

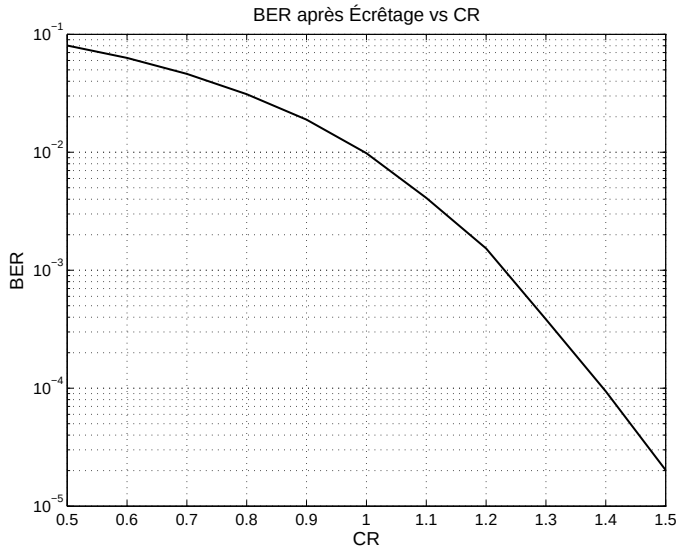


FIG. IV.15. « BER » en fonction du « CR »

conséquence une augmentation du « BER ». La réduction de l'« ACPR » étant garantie par le filtrage après écrêtage, la dégradation du « BER » reste ainsi le principal problème.

Nous avons donc pensé de modifier la fonction d'écrêtage pour pouvoir l'inversée en réception. Ainsi nous avons choisi une fonction d'écrêtage inversible qui cachera en émission la non-linéarité du « PA » et en réception son inverse compensera une partie des distorsions introduites en émission avec une forte amélioration du « BER ». C'est le principe de l'écrêtage inversible qui sera présenté plus en détail dans le chapitre qui suit.

Chapitre V

Nouvelle Technique de Réduction du « PAPR » : l'Écrêtage Inversible

V.1 Introduction

Dans le chapitre IV nous avons présenté quatre parmi les principales techniques de réduction du « PAPR ». Suite à cette étude générale, nous nous sommes intéressés à la méthode dite écrêtage (classique) plus filtrage, « clipping and filtering ». Cette méthode nous a parue la moins complexe à mettre en œuvre en respectant, donc, la principale des contraintes d'un système embarqué. En outre, à la différence d'autres méthodes comme le « selective mapping » ou le codage Reed-Muller, elle garantit une compatibilité descendante, c. à d. la réduction du « PAPR » se fait sans ajout d'information complémentaire à traiter à la réception.

Cette technique réduit les fluctuations de l'enveloppe du signal modulé à émettre en gardant sa dynamique en amplitude à la valeur envisagée. Malheureusement le spectre du signal ainsi écrêté présente une déformation de son allure suite aux produits d'intermodulation (IMn) générés par la saturation du signal. Ce phénomène est appelé remontée des lobes secondaires [§ III.5]. Un filtrage opportun après écrêtage réduit cette remontée spectrale en garantissant des valeurs acceptables de « ACPR ».

Le problème se pose en réception car une forte dégradation du « BER » se produit à cause de l'Interférence Entre Symboles (IES) non-linéaire et du bruit d'intermodulation générés dans la bande utile du signal toujours par la fonction non-linéaire d'écrêtage. Nous avons, donc, pensé qu'une compensation des effets de l'écrêtage était nécessaire pour franchir au moins un de ces inconvénients, l'IES non-linéaire. Le bruit d'intermodulation dû aux IMn, en représentant une des perspectives de ce travail, sera traité dans

une étude future. À la date actuelle, il existe des techniques itératives d'estimation et soustraction de ce bruit qui semblent être très prometteuses [CHEN2003].

Nous nous sommes alors inspirés d'une technique de compression/expansion connue sous le nom de « Dolby Noise Reduction » [LIM1987] qui sert à atténuer le bruit de fond apporté par les supports analogiques, bande magnétique et pellicule notamment. Comme les sons de fort volume sont peu affectés par le bruit, on utilise une courbe d'amplification non linéaire (compression) qui consiste à amplifier les sons de faible amplitude et à comprimer les sons de forte amplitude. Après la lecture du son, on corrige la non-linéarité par une expansion du son. Ainsi, on retrouve le timbre original et le bruit de fond se trouve très affaibli.

En outre, dans le domaine de l'automatique non-linéaire on utilise souvent des correcteurs pour compenser les non-linéarités d'un système NL. Le principe de ces correcteurs repose sur l'inversion de la fonction non-linéaire du système (expansion) afin d'obtenir une caractéristique globale linéaire.

À partir de ces techniques, notre idée pour la compensation de l'IES non-linéaire dont on a parlé ci-dessus, se base sur l'inversion de la fonction d'écrêtage afin que cette technique de réduction du « PAPR » puisse garantir de très bonnes performances en termes de « BER ».

La fonction d'écrêtage classique n'étant pas inversible, nous en avons donc choisi une autre [§V.2.3] respectant les hypothèses d'inversion. Cette fonction à l'émission est appelée écrêtage « soft » tandis qu'à la réception nous retrouvons son inverse. La combinaison de l'écrêtage « soft » et de son inversion donne lieu à cette nouvelle méthode de réduction du « PAPR » que nous allons expliquer dans la suite et que nous appellerons *écrêtage inversible* [RAG2006a]. Les résultats, confirmant l'amélioration des performances de cette technique, seront ensuite présentés.

V.2 Description de l'Écrêtage Inversible

V.2.1 Principe Général

L'écrêtage inversible nous permet de cacher une non-linéarité par une autre non-linéarité plus forte [cf. fig. V.1]. Le système se compose donc de trois principales parties [cf. fig. V.2] :

– La *fonction d'écrêtage « soft »,* $f(x)$, qui présente une caractéristique non-linéaire plus forte que celle du « PA ». Cette fonction est inversible et employée à l'émission.

Soit $x(t)$ le signal à écrêter, l'écrêtage est réalisé par toute fonction $y = f(x)$ qui présente un niveau de saturation y_{sat} pour $x(t) = x_{sat}$.

– La *fonction de filtrage* toujours à l'émission pour obtenir la valeur de « ACPR » envisagée. Ce filtre est un filtre de canal de type Nyquist prévu par la norme IEEE 802.11a [IEEE1999].
– La *fonction d'inversion,* $f^{-1}(x)$*,* qui compense à la réception les effets de l' écrêtage « soft ».

En réception cette non-linéarité liée à la fonction $f(x)$ peut être compensée par inversion [QUEN2000], $f^{-1}(x)$, pour améliorer les performances d'un tel système en termes de « BER » [cf. fig. V.1]. L'écrêtage inversible, donc, cachera la non-linéarité de l'amplificateur de puissance en émission (masquage).

En outre, cet écrêtage peut se réaliser à l'aide de différentes fonctions inversibles qui saturent le signal émis à un certain niveau. Dans notre étude nous avons retenu la fonction ArcTangente et Polynomiale.

Un filtrage après écrêtage est aussi indispensable pour limiter la remontée des lobes secondaires sur le spectre du signal émis et donc pour assurer une bonne performance du système en termes de « ACPR ». Ce filtrage n'augmente pas la complexité du système global car dans la pratique il est réalisé par le filtre de canal de la modulation OFDM employée dans la norme IEEE 802.11a.

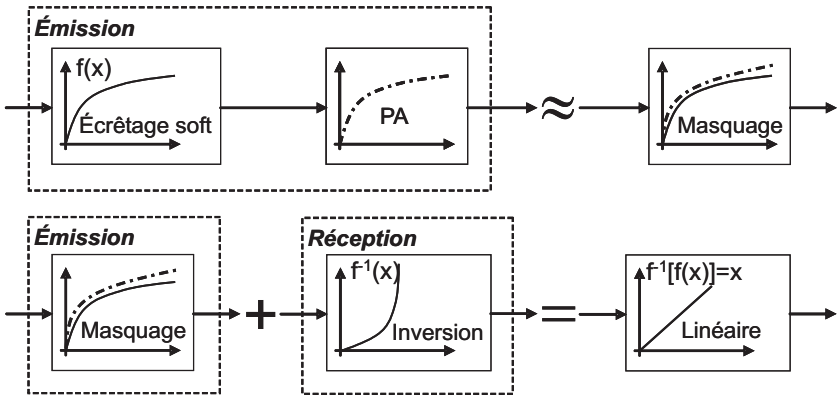
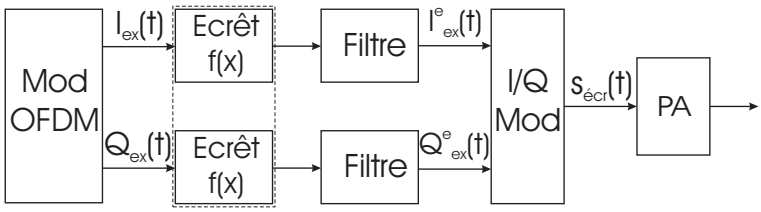
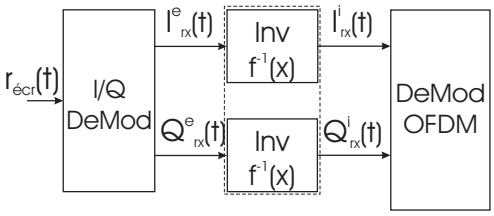


Fig. V.1. Masquage de la NL du « PA » et Principe de l'Écrêtage Inversible

La figure V.1 montre le principe du masquage de la non-linéarité (NL) de l'amplificateur de puissance et de l'écrêtage inversible tandis que dans la figure V.2 nous retrouvons le schéma bloc complet pour l'émission et pour la réception lorsque les fonctions $f(x)$ et $f^{-1}(x)$ sont réalisées en bande de base et en numérique [§ V.2.2].



(a) Émission



(b) Réception

FIG. V.2. Schéma Complet de l'Écrêtage Inversible

À la sortie du modulateur OFDM le signal $\tilde{x}(t) = I_{ex}(t) + jQ_{ex}(t)$ est généré. Puis il est écrêté par la fonction $f(x)$. Ensuite les voies I/Q sont filtrées en donnant lieu au signal $\tilde{x}_{\text{écr}}(t) = I^e_{ex}(t) + jQ^e_{ex}(t)$. Enfin ce signal est modulé autour de la porteuse radio-fréquence ($s_{\text{écr}}(t)$) et amplifié. À la réception, le signal $r_{\text{écr}}(t)$ est démodulé et enfin la fonction d'inversion est appliquée sur les voies I/Q ($I^e_{rx}(t)/Q^e_{rx}(t)$).

Supposons ensuite que dans l'expression de $I^e_{ex}(t)$ et $Q^e_{ex}(t)$ on tient aussi compte de la présence du filtre et que la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est bien masquée par l'écrêtage en émission, alors l'équation du signal émis s'écrit de la manière suivante :

$$s_{\text{écr}}(t) = \Re[\tilde{x}_{\text{écr}}(t).e^{j2\pi f_c t}] = \rho_{\text{écr}} \cos(2\pi f_c t + \phi_{\text{écr}}) \tag{V.1}$$

et à la réception

$$r_{\text{écr}}(t) = s_{\text{écr}}(t) \tag{V.2}$$

$$= \rho_{\text{écr}} \cos(2\pi f_c t + \phi_{\text{écr}}) \tag{V.3}$$

avec

$$\rho_{\text{écr}} = \sqrt{I^{e2}_{ex}(t) + Q^{e2}_{ex}(t)} = \sqrt{I^{e2}_{rx}(t) + Q^{e2}_{rx}(t)} \tag{V.4}$$

$$\phi_{\text{écr}} = \arctan\left(\frac{Q^e_{ex}(t)}{I^e_{ex}(t)}\right) = \arctan\left(\frac{Q^e_{rx}(t)}{I^e_{rx}(t)}\right) \tag{V.5}$$

d'où

$$I^e_{ex}(t) = I^e_{rx}(t), \quad Q^e_{ex}(t) = Q^e_{rx}(t) \tag{V.6}$$

Ensuite la fonction d'inversion est appliquée sur chaque voie I/Q et après inversion on obtient :

$$I^i_{rx}(t) = f^{-1}[I^e_{rx}(t)] \tag{V.7}$$

$$Q^i_{rx}(t) = f^{-1}[Q^e_{rx}(t)] \tag{V.8}$$

et d'après l'équation (V.6) et les schémas de la figure V.2,

$$I^i_{rx}(t) = f^{-1}[I^e_{ex}(t)] = I'_{ex}(t) \approx I_{ex}(t) \tag{V.9}$$

$$Q^i_{rx}(t) = f^{-1}[Q^e_{ex}(t)] = Q'_{ex}(t) \approx Q_{ex}(t) \tag{V.10}$$

Les signaux I/Q à la réception et après inversion ($I'_{ex}(t)$ et $Q'_{ex}(t)$) représentent alors une très bonne approximation des signaux I/Q à l'émission avant écrêtage ($I_{ex}(t)$ et $Q_{ex}(t)$) sauf que l'erreur résiduelle introduite par le filtre en émission n'est pas éliminée par l'inversion. De façon générale, on en déduit donc que la fonction inverse en réception compense les effets de l'écrêtage en émission sur le module et sur la phase du signal OFDM transitant sur la chaîne de transmission.

V.2.2 Positionnement de l'Écrêtage

Dans ce paragraphe nous avons focalisé notre attention sur l'écrêtage et sur sa position du côté émetteur sur la chaîne de transmission. L'écrêtage peut être réalisé en bande de base ainsi que sur fréquence porteuse. Nous avons donc voulu analyser comment le système se comporte suite à l'écrêtage numérique (bande de base) ou analogique (fréquence porteuse). Pour cela nous avons choisi un *écrêtage classique* et nous n'avons pas pris en compte l'effet du filtrage. Le niveau d'écrêtage est fixé à la valeur de E en bande de base et de son équivalent sur fréquence porteuse avec des valeurs numériques choisies pour mettre bien en évidence l'impact des deux types d'écrêtage. Ainsi seul l'impact de l'écrêtage et de son positionnement sur la chaîne de transmission a été quantifié en termes de « Bit Error Rate » (« BER ») et « Error Vector Magnitude » (« EVM ») [§ III.4.1] afin de comparer ces deux techniques et de choisir la plus appropriée dans la suite des nos travaux. En outre l'effet du positionnement de l'écrêtage a aussi été étudié pour un système monoporteuse ainsi que multiporteuse.

V.2.2.1 Écrêtage pour un Système Monoporteuse

Bande de Base

Dans cette analyse le signal en bande de base, sortant du modulateur numérique 16-QAM, est un signal complexe de type $\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t)$. Alors, l'écrêtage en bande de base est réalisé sur chacune des voies I/Q du modulateur en quadrature [cf. fig. V.3] en saturant au même niveau E les signaux $I(t)$ et $Q(t)$. À titre d'exemple nous avons ainsi choisi un niveau d'écrêtage E égal à 0.5 pour cette étude en bande de base et pour un signal monoporteuse.

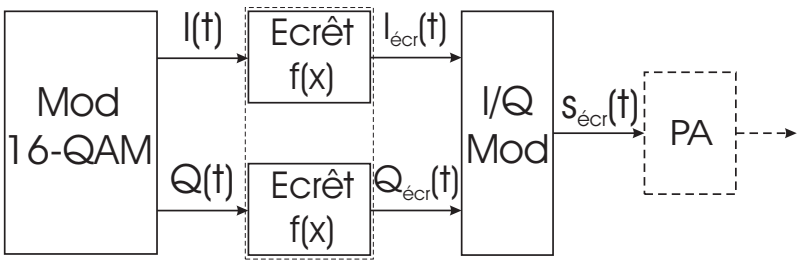


FIG. V.3. Écrêtage en Bande de Base (Monoporteuse)

Le signal complexe $\tilde{x}(t)$ avant écrêtage peut s'écrire comme en équation (IV.20) et le signal radio-fréquence en émission sans écrêtage est donné par l'équation (IV.23).

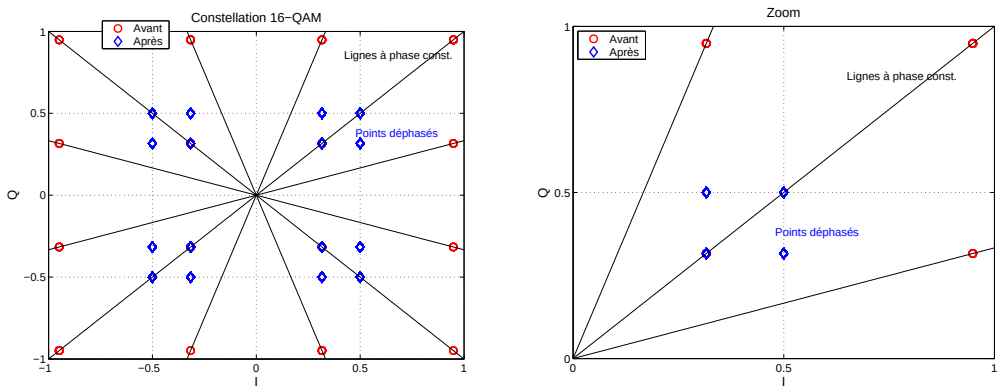
Ensuite après écrêtage, le signal $\tilde{x}(t)$ devient :

$$\tilde{x}_{écr}(t) = I_{écr}(t) + j\, Q_{écr}(t) = \rho_{écr}.e^{j\phi_{écr}} \tag{V.11}$$

où $\rho_{écr}$ et $\phi_{écr}$ sont définis par les équations (IV.25) et (IV.26) respectivement. Donc, le signal à émettre $s_{écr}(t)$ avant amplification s'écrit comme dans l'équation (V.12) :

$$\begin{aligned} s_{écr}(t) &= \Re[\tilde{x}_{écr}(t).e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \rho_{écr}\cos(2\pi f_c t + \phi_{écr}) \end{aligned} \tag{V.12}$$

D'après les équations (V.11) et (V.12) nous pouvons en déduire que l'écrêtage en bande de base pour un signal monoporteuse modifie le module ainsi que la phase du signal à émettre. La figure V.4 montre comment la constellation 16-QAM du signal monoporteuse est modifiée par l'écrêtage en émission et en bande de base. Les cercles rouges représentent les points de la constellation avant écrêtage tandis que les losanges bleues sont les points après écrêtage.



(a) Constellation 16-QAM (b) Zoom Cadran I/Q Positifs

FIG. V.4. Constellations 16-QAM : Écrêtage en Bande de Base (Monoporteuse)

L'analyse des constellations avant et après écrêtage, nous permet de confirmer que l'écrêtage en bande de base modifie le module et la phase du signal à émettre $\tilde{x}(t)$ [cf. éq. (V.11)]. Seulement pour $I = Q$ la phase n'est pas touchée car l'écrêtage se fait de la même façon sur les deux différentes voies.

Ensuite dans le tableau V.1 nous avons quantifié en termes de « BER » et de « EVM » l'impact de l'écrêtage en bande de base pour un signal monoporteuse. Ces résultats veulent mettre en évidence les effets négatifs de l'écrêtage pour ensuite les comparer avec les autres cas [cf. tab. V.2, V.3, V.4].

	« BER »	**« EVM »**
Mono BdB	$2.50 \cdot 10^{-1}$	-12.7 dB

TAB. V.1. « BER » et « EVM » après Écrêtage en Bande de Base (Monoporteuse)

Fréquence Porteuse

Lorsque l'écrêtage pour un signal monoporteuse est réalisé sur fréquence porteuse f_c, le signal radio-fréquence $s(t) = \Re[\tilde{x}(t).e^{j2\pi f_c t}]$ sera saturé [cf. fig. V.5]. À titre d'exemple nous avons ainsi choisi un niveau d'écrêtage E égal à 0.707 équivalent au niveau E en bande de base.

Ensuite le signal monoporteuse 16-QAM complexe avant écrêtage $\tilde{x}(t)$ ainsi que le signal radio-fréquence en émission sans écrêtage $s(t)$ sont toujours donnés par les équations (IV.20) et (IV.23) respectivement.

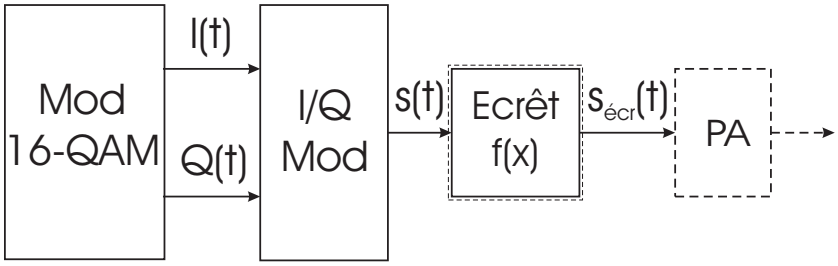
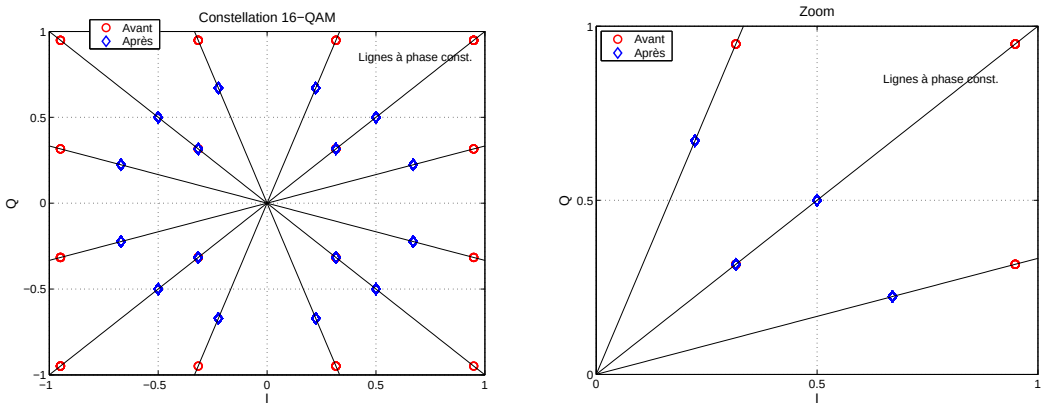


FIG. V.5. Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Monoporteuse)

Ce signal radio-fréquence est donc écrêté et il peut se récrire après écrêtage comme $s_{écr}(t)$. D'après l'équation (V.13), juste le module ρ du signal $\tilde{x}(t)$ à émettre est touché par l'écrêtage.

$$s_{écr}(t) = \rho_{écr} \cos(2\pi f_c t + \phi) \tag{V.13}$$

La figure V.6 montre comment la constellation 16-QAM du signal monoporteuse est modifiée par l'écrêtage en émission et sur fréquences porteuse. Les cercles rouges représentent les points de la constellation avant écrêtage et les losanges bleues sont les points après écrêtage.



(a) Constellation 16-QAM (b) Zoom Cadran I/Q Positifs

FIG. V.6. Constellations 16-QAM : Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Monoporteuse)

L'analyse des constellations avant et après écrêtage, nous permet de confirmer que l'écrêtage sur fréquence porteuse n'aura pas d'impact sur la phase mais juste sur le module du signal à émettre $\tilde{x}(t)$ [cf. éq. (V.13)]. Les points de la constellation après écrêtage se situent tous sur les lignes à phase constante.

Ensuite dans le tableau V.2 nous avons quantifié en termes de « BER » et de « EVM » l'impact de l'écrêtage sur fréquence porteuse pour un signal monoporteuse.

	« BER »	« EVM »
Mono RF	$1.25 \cdot 10^{-1}$	-14.9 dB

TAB. V.2. « BER » et « EVM » après Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Monoporteuse)

V.2.2.2 Écrêtage pour un Système Multiporteuse

Bande de Base

Dans cette analyse le signal en bande de base, sortant du modulateur OFDM employant une modulation numérique 16-QAM, est un signal complexe de type $\tilde{x}_{ofdm}(t) = I_{ofdm}(t) + jQ_{ofdm}(t)$. Alors, l'écrêtage en bande de base est réalisé sur chacune des voies I_{ofdm}/Q_{ofdm} du modulateur en quadrature [cf. fig. V.7] en saturant au même niveau E les signaux $I_{ofdm}(t)$ et $Q_{ofdm}(t)$. À titre d'exemple nous avons ainsi choisi un niveau d'écrêtage E égal à 0.1 pour cette étude en bande de base et pour un signal multiporteuse.

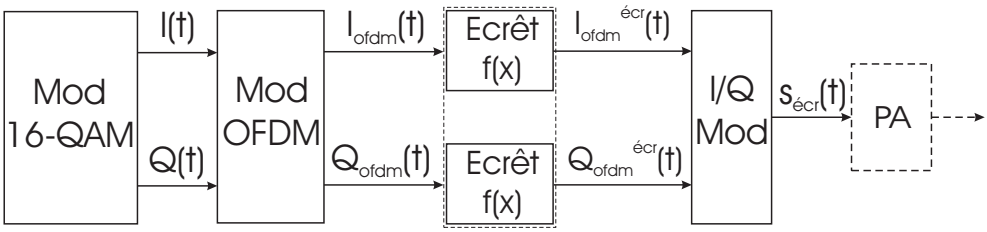


FIG. V.7. Écrêtage en Bande de Base (Multiporteuse)

Le signal complexe $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ avant écrêtage peut être exprimer par l'équation (V.14).

$$\tilde{x}_{ofdm}(t) = I_{ofdm}(t) + j\ Q_{ofdm}(t) = \rho_{ofdm}.e^{j\phi_{ofdm}} \tag{V.14}$$

Supposons ensuite que N et f_k représentent respectivement le nombre et la fréquence des sous-porteuses, alors les signaux $I_{ofdm}(t)$ et $Q_{ofdm}(t)$ sont donnés par les équations

suivantes [cf. annexe C] :

$$I_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \Big(I_k \cos(2\pi f_k t) - Q_k \sin(2\pi f_k t) \Big) \tag{V.15}$$

$$Q_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \Big(I_k \sin(2\pi f_k t) + Q_k \cos(2\pi f_k t) \Big) \tag{V.16}$$

Ici les I_k et Q_k représentent les échantillons de la partie réelle et imaginaire respectivement du signal $\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t)$ discrétisé (symboles c_k) sortant du modulateur numérique 16-QAM ($c_k = I_k + jQ_k$). En outre, les expressions de ρ_{ofdm} et ϕ_{ofdm} de l'équation (V.14) sont présentées ci-dessous :

$$\rho_{ofdm} = \sqrt{I^2_{ofdm}(t) + Q^2_{ofdm}(t)} \tag{V.17}$$

$$\phi_{ofdm} = \arctan\Big(\frac{Q_{ofdm}(t)}{I_{ofdm}(t)}\Big) \tag{V.18}$$

Enfin, le signal radio-fréquence en émission sans écrêtage est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re[\tilde{x}_{ofdm}(t).e^{j2\pi f_c t}] \\ &= I_{ofdm} \cos(2\pi f_c t) - Q_{ofdm} \sin(2\pi f_c t) \\ &= \rho_{ofdm} \cos(2\pi f_c t + \phi_{ofdm}) \end{aligned} \tag{V.19}$$

Ensuite après écrêtage, le signal $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ devient :

$$\tilde{x}^{écr}_{ofdm}(t) = I^{écr}_{ofdm}(t) + j\, Q^{écr}_{ofdm}(t) = \rho^{écr}_{ofdm}.e^{j\phi^{écr}_{ofdm}} \tag{V.20}$$

où

$$\rho^{écr}_{ofdm} = \sqrt{I^{2\ écr}_{ofdm}(t) + Q^{2\ écr}_{ofdm}(t)} \tag{V.21}$$

$$\phi^{écr}_{ofdm} = \arctan\Big(\frac{Q^{écr}_{ofdm}(t)}{I^{écr}_{ofdm}(t)}\Big) \tag{V.22}$$

Donc, le signal multiporteuse à émettre $s_{écr}(t)$ avant amplification s'écrit comme dans l'équation (V.23).

$$\begin{aligned} s_{écr}(t) &= \Re[\tilde{x}^{\ écr}_{ofdm}(t).e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \rho^{écr}_{ofdm} \cos(2\pi f_c t + \phi^{écr}_{ofdm}) \end{aligned} \tag{V.23}$$

D'après les équations (V.20) et (V.23) nous pouvons en déduire que l'écrêtage en bande de base pour un signal multiporteuse modifie le module ainsi que la phase du signal à émettre. Une analyse qualitative sur la constellation 16-QAM du signal multiporteuse montre la déformation introduite par l'écrêtage en émission et en bande de base [cf. fig. V.8]. Les cercles rouges représentent les points de la constellation avant écrêtage tandis que les losanges bleues sont les points après écrêtage.

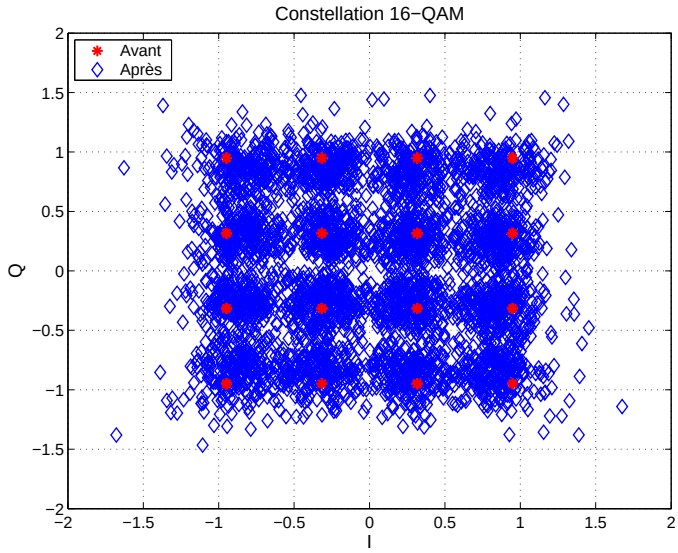


FIG. V.8. Constellations 16-QAM : Écrêtage en Bande de Base (Multiporteuse)

Ensuite une analyse quantitative nous permet de quantifier cette déformation en termes de « BER » et de « EVM ». Le tableau V.3 montre les valeurs du « BER » et de l'« EVM » suite à l'écrêtage en bande de base pour un signal multiporteuse.

	« BER »	**« EVM »**
Multi BdB	$2.30 \cdot 10^{-2}$	-12.9 dB

TAB. V.3. « BER » et « EVM » après Écrêtage en Bande de Base (Multiporteuse)

Fréquence Porteuse

Lorsque l'écrêtage pour un signal multiporteuse est réalisé sur fréquence porteuse f_c, le signal radio-fréquence $s(t) = \Re[\tilde{x}(t).e^{j2\pi f_c t}]$ sera saturé [cf. fig. V.9]. À titre d'exemple nous avons ainsi choisi un niveau d'écrêtage E égal à 0.141 équivalent au niveau E en bande de base.

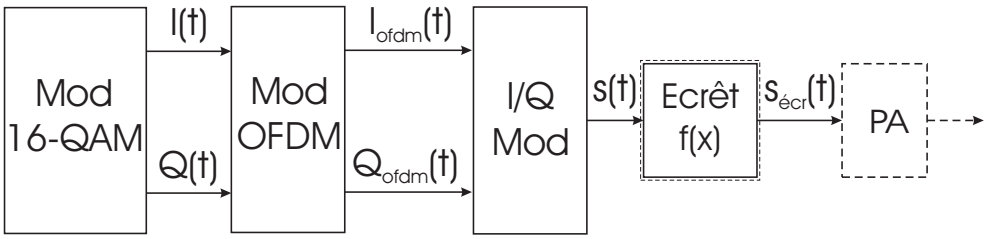


FIG. V.9. Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Multiporteuse)

Ensuite le signal multiporteuse 16-QAM complexe avant écrêtage $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ ainsi que le signal radio-fréquence en émission sans écrêtage $s(t)$ sont toujours donnés par les équations (V.14) et (V.19) respectivement.

Ce signal radio-fréquence est donc écrêté et il peut se récrire après écrêtage comme $s_{écr}(t)$. D'après l'équation (V.24), juste le module ρ_{ofdm} [cf. éq. (V.17)] du signal $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ à émettre est touché par l'écrêtage.

$$s_{écr}(t) = \rho_{ofdm}^{écr} \cos(2\pi f_c t + \phi_{ofdm}) \tag{V.24}$$

Une analyse qualitative sur la constellation 16-QAM du signal multiporteuse montre la déformation introduite par l'écrêtage en émission et sur fréquence porteuse [cf. fig. V.10]. Les cercles rouges représentent les points de la constellation avant écrêtage tandis que les losanges bleues sont les points après écrêtage.

Ensuite une analyse quantitative nous permet de quantifier cette déformation en termes de « BER » et de « EVM ». Le tableau V.4 montre les valeurs du « BER » et de l'« EVM » suite à l'écrêtage sur fréquence porteuse pour un signal multiporteuse.

	« BER »	**« EVM »**
Multi BdB	$1.79 \cdot 10^{-2}$	-13.5 dB

TAB. V.4. « BER » et « EVM » après Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Multiporteuse)

V.2.2.3 Conclusions

Le tableau suivant résume les résultats des tableaux V.1, V.2 et V.3, V.4 sur les performances du positionnement de l'écrêtage en termes de « BER » et de « EVM » pour un signal monoporteuse et multiporteuse. Ainsi pour les deux cas, la dégradation introduite par l'écrêtage en bande de base est un peu plus importante que celle due à l'écrêtage

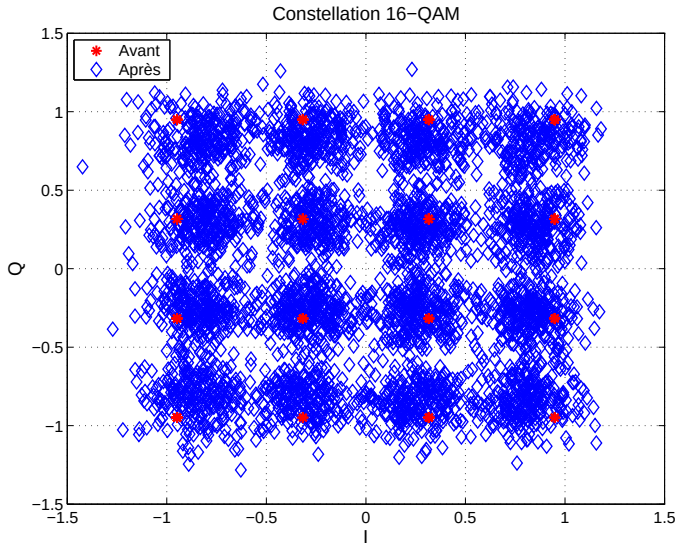


FIG. V.10. Constellations 16-QAM : Écrêtage sur Fréquence Porteuse (Multiporteuse)

	Mono		**Multi**	
	BdB	RF	BdB	RF
« BER »	$2.50 \cdot 10^{-1}$	$1.25 \cdot 10^{-1}$	$2.30 \cdot 10^{-2}$	$1.79 \cdot 10^{-2}$
« EVM »	-12.7 dB	-14.9 dB	-12.9 dB	-13.5

TAB. V.5. Résumé « BER » et « EVM » après Écrêtage

sur fréquence porteuse. Cela est dû au fait que l'erreur totale introduite par l'écrêtage en bande de base est générée par une erreur sur le module et une autre sur la phase tandis que celle introduite par l'écrêtage sur fréquence porteuse se compose juste de l'erreur sur le module.

Donc d'un côté, l'écrêtage en bande de base a un impact sur le module ainsi que sur la phase du signal à émettre. Ce déphasage sera, dans un contexte d'écrêtage inversible, compensé à la réception grâce à l'inversion de la fonction d'écrêtage [§ V.2.2.1].

En outre, ce type d'écrêtage reste très simple à mettre en œuvre pour les raisons suivantes. D'abord l'implémentation de la fonction d'écrêtage et de son inverse peut se faire en numérique et puis la fonction de filtrage, qui est en tout cas nécessaire, est réalisable plus facilement en bande de base (filtrage numérique). En plus, ces deux filtres après écrêtage existent déjà car ils représentent les filtres de canal de l'OFDM. Donc, nous pouvons utiliser ces filtres pour notre objectif en choisissant le bon facteur de retombée pour contrôler leur sélectivité. Ainsi, nous ne sommes pas obligés d'introduire d'autres filtres

dans le système de transmission tout en gardant une complexité minimale en employant cette méthode d'écrêtage.

De l'autre côté, l'écrêtage sur fréquence porteuse touche juste au module des signaux I/Q sans introduire de déphasage. Mais les problèmes se posent lors de la réalisation d'un tel système. La fonction d'écrêtage, son inverse et le filtre radio-fréquence doivent être réalisés à l'aide de circuits analogiques représentant une complexité très supérieure à celle des circuits numériques ainsi qu'une perte en termes d'intégration.

D'après cette analyse, nous avons les moyens pour faire le choix sur le positionnement de l'écrêtage. Étant moins complexe à réaliser et étant le déphasage introduit en émission compensable en réception, l'écrêtage en bande de base reste le plus approprié. Cela nous a permis, donc, de l'adopter pour réaliser notre étude concernant l'écrêtage inversible comme méthode de réduction du « PAPR ».

V.2.3 Choix de la Fonction d'Écrêtage

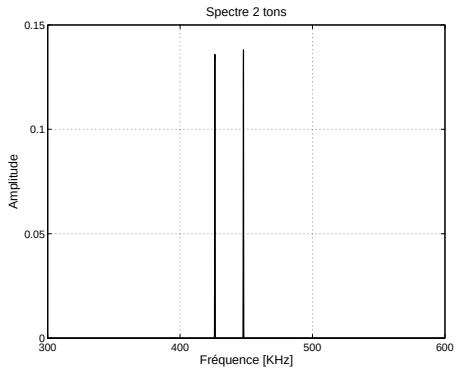
Soit $x(t)$ le signal à écrêter, l'écrêtage est réalisé par toute fonction $y = f(x)$ qui présente un niveau de saturation y_{sat} pour $x(t) = x_{sat}$. La fonction $f[.]$ prise en considération doit être monotone croissante et positive dans le domaine de $x(t)$ afin que son inversion en réception soit réalisable. Parmi ces fonctions nous pouvons en identifier certaines comme la fonction ArcTangente ou la fonction Polynomiale [cf. éq.s (V.25) et (V.26)].

$$f_A(x) = \alpha ArcTan(\beta x) \tag{V.25}$$

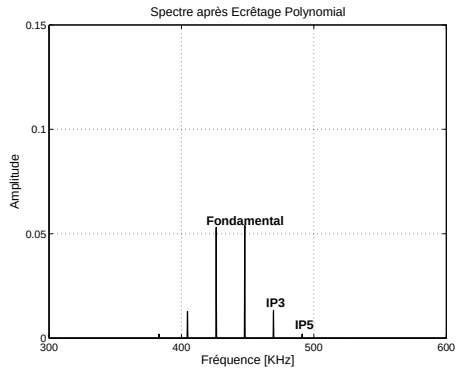
$$f_P(x) = a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 \tag{V.26}$$

Pour la fonction polynomiale $f_P(x)$, nous avons retenu un polynôme impair d'ordre 5. Cela se justifie par l'analyse spectrale des signaux après écrêtage. Au fait, la caractéristique non-linéaire de ces fonctions d'écrêtage ($f_A(x)$ et $f_P(x)$) génère des produits d'intermodulation [§ III.2.4] d'ordre n (IMn) qui vont déformer le spectre du signal écrêté en causant une remontée des lobes secondaires. À titre d'exemple, nous avons écrêté un signal à deux tons (f_1 et f_2) en utilisant la fonction Polynomiale et ensuite la fonction en ArcTangente. Le spectre du signal à deux tons ainsi que ceux après écrêtage pour les deux différentes fonction sont montrés dans la figure V.11.

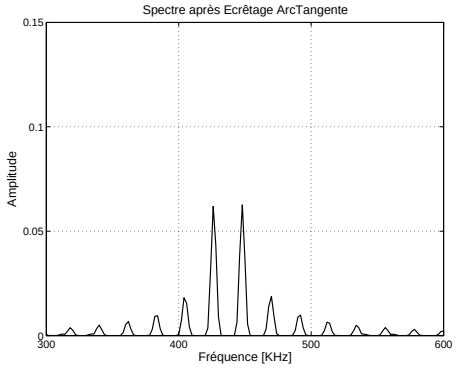
Notre attention se focalise maintenant sur la fonction polynomiale. Nous remarquons alors que les produits d'intermodulation d'ordre supérieur à 5 sont négligeables et les ordres pairs, se situant loin de la bande utile du signal, vont être éliminés par le filtre de canal. Cela confirme le choix d'un polynôme impair d'ordre 5 tout en gardant une approche très réaliste de la problématique.



(a) 2 tons



(b) Écrêtage Polynomial



(c) Écrêtage ArcTangente

FIG. V.11. Effet de l'Écrêtage sur le Spectre

Les coefficients (α, β) et (a_i) se calculent à partir de la solution du système d'équations à 5 inconnues décrit ci-dessous. Puis à l'aide de la fonction `polyfit` de MatLab nous avons pu peaufiner le choix de ces coefficients.

$$\begin{cases} \lim\limits_{x \to +\infty} f_A(x) = +y_{sat} \\ \lim\limits_{x \to -\infty} f_A(x) = -y_{sat} \\ \lim\limits_{x \to +\infty} f_P(x) = +y_{sat} \\ \lim\limits_{x \to -\infty} f_P(x) = -y_{sat} \\ f_P(0) = 0 \end{cases} \tag{V.27}$$

Ensuite à partir des équations (V.25), (V.26), nous pouvons en déduire les fonctions inverses [cf. éqs. (V.28) et (V.29)].

$$f_A^{-1}(x) = \gamma Tan(\theta x) \tag{V.28}$$

$$f_P^{-1}(x) = b_1 x + b_3 x^3 + b_5 x^5 \tag{V.29}$$

Pour la fonction polynomiale $f_P(x)$, le nouveau polynôme $f_P^{-1}(x)$ identifie sa fonction inverse sur l'intervalle des x défini. Dans ce cas aussi les coefficients $(\gamma,\ \theta)$ et (b_i) se déduisent à partir du système d'équations à 5 inconnues suivant. Puis à l'aide de la fonction `polyfit` de MatLab nous avons pu peaufiner le choix de ces coefficients.

$$\begin{cases} \lim\limits_{x \to +y_{sat}} f_A^{-1}(x) = +\infty \\ \lim\limits_{x \to -y_{sat}} f_A^{-1}(x) = -\infty \\ \lim\limits_{x \to +y_{sat}} f_P^{-1}(x) = +\infty \\ \lim\limits_{x \to -y_{sat}} f_P^{-1}(x) = -\infty \\ \qquad f_P^{-1}(0) = 0 \end{cases} \tag{V.30}$$

En outre, les paramètres « CR » (« Clipping Ratio ») et « IBO » (« Input Back-Off ») que nous allons utiliser dans la suite, sont introduits dans les équations (V.31) et (V.32) respectivement. Le « CR » est défini comme le rapport entre le niveau de saturation $E = y_{sat}$ et la valeur quadratique moyenne du signal OFDM (V_{rms}^{ofdm}). Ces deux derniers paramètres ont la dimension des Volts :

$$CR = \frac{E}{V_{rms}^{ofdm}} = \frac{y_{sat}}{V_{rms}^{ofdm}} \tag{V.31}$$

L'« IBO » représente l'écart en puissance d'entrée entre la puissance moyenne du signal à amplifier (P_m^{in}) et la puissance de saturation de l'amplificateur (P_{sat}^{in}) :

$$IBO\ [dB] = P_{sat}^{in}\ [dBm] - P_m^{in}\ [dBm] \tag{V.32}$$

Le tableau ci-dessous nous donne les valeurs des coefficients (a_i) et (b_i) pour les différents niveaux de saturation y_{sat}.

Une étude préliminaire sur l'« ACPR » nous a permis de choisir un niveau de saturation y_{sat} égal à 0.1 (« CR »=0.9). Ce résultat représente l'« ACPR » après amplificateur de puissance et en fonction du « CR » et du « Back-Off » (« IBO ») du « PA » dans un premier contexte d'écrêtage classique plus filtrage. L'écrêtage à 0.1 coïncide avec un gain

y_{sat}/CR	a_1	a_3	a_5	b_1	b_3	b_5
0.05/0.5	0.52	-7.32	44.94	1.80	395.40	-997.00
0.08/0.7	0.70	-9.54	57.7	1.40	-30.50	27000
0.1/0.9	0.75	-5.50	13.99	1.34	0.20	3600
0.14/1.2	0.96	-6.40	15.70	1.00	17.00	0.00
0.17/1.5	1.06	-6.50	15.00	0.90	10.95	10.00
0.20/1.8	1.13	-5.99	12.68	0.92	-1.81	235.11

TAB. V.6. Coefficients a_i de $f_P(x)$ et b_i de $f_P^{-1}(x)$

en « IBO » de 3 dB pour une valeur de l'« ACPR » de l'ordre de -26 dB [§ IV.5.3.2]. En outre, la valeur de $y_{sat} = 0.1$ (« CR »=0.9) a été choisie car elle nous a parue la plus représentative suite au bon compromis entre la réduction du « PAPR » d'un côté et l'augmentation de l'« ACPR » de l'autre côté. Ces résultats seront présentés dans les paragraphes qui suivent.

Enfin, nous précisons que l'étude de l'écrêtage en ArcTangente et Polynomial a été réalisée dans un contexte simple afin de tester les performances de ces deux fonctions d'écrêtage. Le système simulé se résume alors en figure V.12 où on distingue bien les trois principales parties de notre méthode d'écrêtage : la fonction d'écrêtage « soft », le filtrage après écrêtage et la fonction d'inversion.

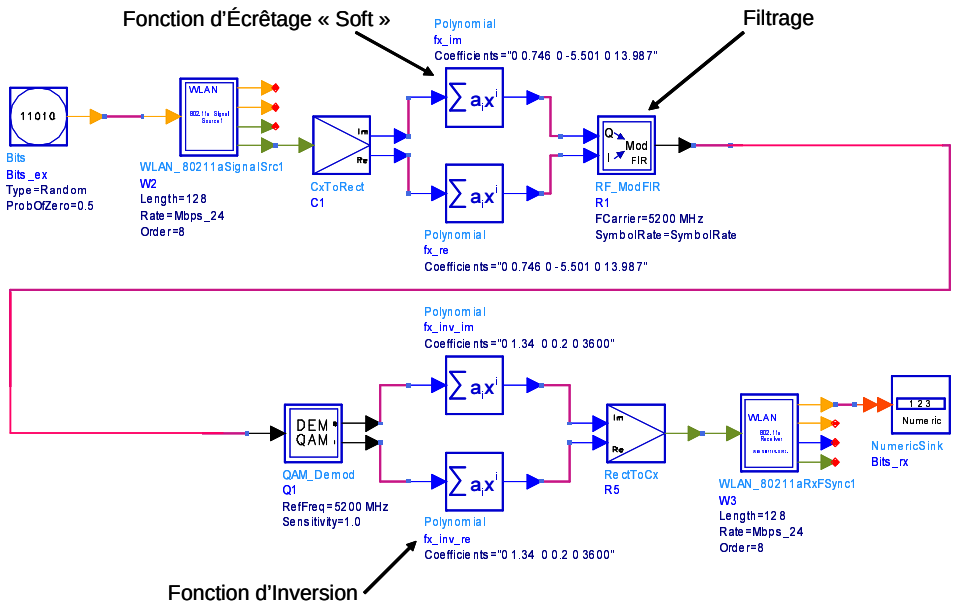


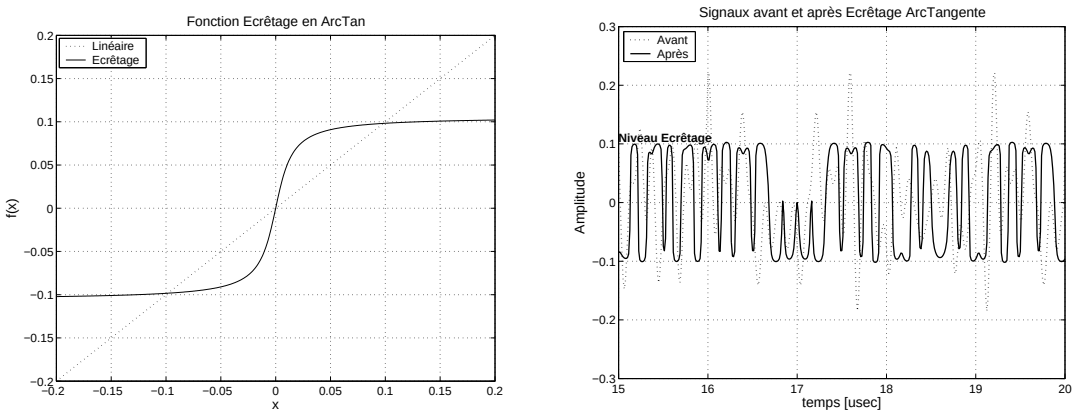
FIG. V.12. Schéma d'Analyse des Fonctions d'Écrêtage

V.2.3.1 Écrêtage en ArcTangente

Le niveau d'écrêtage (saturation) étant fixé à $y_{sat} = 0.1$ pour les raisons ci-dessus expliquées, nous avons calculé les paramètres α et β qui valent 0.0675 et 88 respectivement [cf. éq. (V.27)]. Donc la fonction en ArcTangente $f_A(x)$ peut se récrire comme suit,

$$f_A(x) = 0.0675.ArcTan(88.x) \tag{V.33}$$

La figure V.13 montre l'allure de cette fonction d'écrêtage et la partie réelle du signal OFDM avant et après écrêtage en ArcTangente. Cette fonction écrête bien le signal émis au niveau $y_{sat} = 0.1$ pour les valeurs de $x(t)$ supérieures à 0.1 ainsi qu'elle "amplifie" le signal pour les $x \epsilon [0,\ 0.1]$ [cf. fig. V.13(a)]. Cela permet donc d'avoir une puissance moyenne constante après écrêtage.



(a) Fonction d'Écrêtage $f_A(x)$

(b) Partie Réelle du Signal OFDM avant et après Écrêtage en ArcTangente

FIG. V.13. Fonction d'Écrêtage en ArcTangente et Signaux

Dans la figure V.14 nous retrouvons les constellations avant et après écrêtage. Les valeurs du « BER » et de l'« EVM » à la réception, sont très mauvaises : « BER »=0.108 et « EVM »=-8.3 dB. Alors la fonction d'écrêtage en ArcTangente distord beaucoup le signal d'entrée [cf. fig. V.13(b)] à cause de son comportement fortement non-linéaire [cf. éq. (V.36)].

Ensuite après écrêtage, nous sommes obligés de filtrer le signal pour réduire la remontée des lobes secondaires due au non-linéarités de la fonction d'écrêtage $f_A(x)$ et prise en compte par l'« ACPR » [cf. fig. V.15]. Le filtre, qui fait partie du système d'écrêtage inversible et qui est prévu par la norme IEEE 802.11a [IEEE1999], est un filtre de Nyquist entier avec une bande passante de 20 MHz et un facteur de retombée α égal à 0.35.

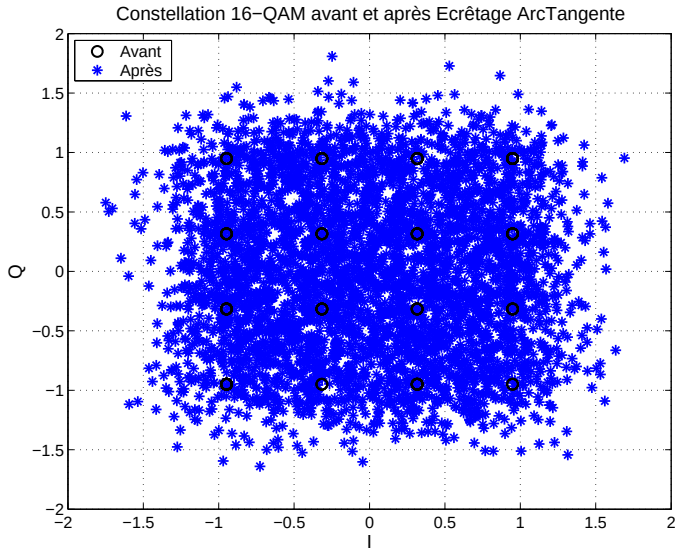


FIG. V.14. Constellations OFDM-16QAM avant et après Écrêtage en ArcTangente

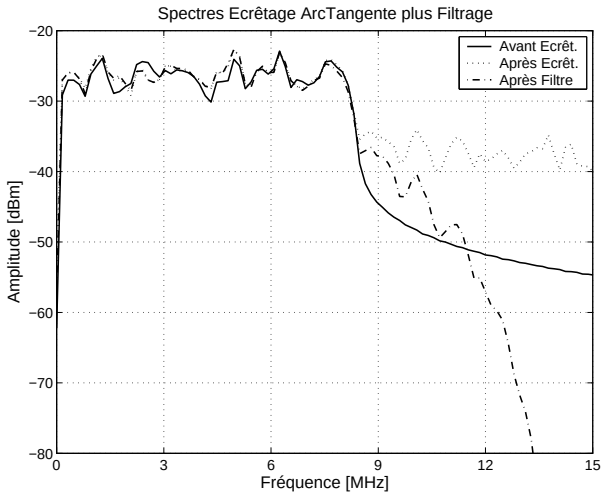


FIG. V.15. Spectres Écrêtage en ArcTangente plus Filtrage

Donc, à l'aide du filtrage nous allons réduire l'« ACPR » de -10.5 dB à -26.4 dB [cf. tab. V.7]. En fait, par filtrage nous limitons la remontée des lobes secondaires due à l'écrêtage. En outre, ces valeurs confirment bien la nécessité de filtrer après écrêtage pour garantir des performances en « ACPR » acceptables.

	Avant Écrêtage	Après Écrêtage	Après Filtre
« ACPR »	-25.2 dB	-10.5 dB	-26.4 dB

TAB. V.7. « Adjacent Channel Power Ratio » pour Écrêtage en ArcTangente

À la réception, ce signal passera à travers la fonction inverse $f_A^{-1}(x)$ où γ et θ valent 0.0117 et 14.77 respectivement [cf. éq. (V.30)] et dont l'allure a été tracée en figure V.16. La fonction $f_A^{-1}(x)$ est l'inverse de la fonction $f_A(x)$ décrite en équation (V.33) :

$$f_A^{-1}(x) = 0.0117.ArcTan(14.77.x) \tag{V.34}$$

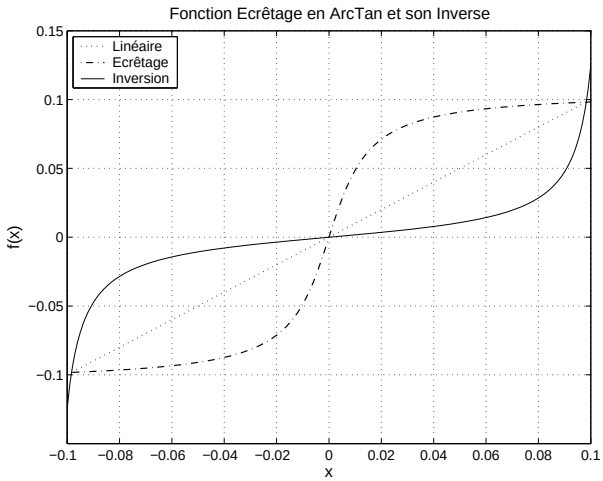


FIG. V.16. Fonction d'Écrêtage $f_A(x)$ et Son Inverse $f_A^{-1}(x)$

Cela devrait améliorer la qualité du signal en termes de « BER » et de « EVM » mais ce n'est pas le cas car la mesure du « BER » et de l'« EVM » nous donne de très mauvaises valeurs.

L'explication d'un tel phénomène n'est pas liée directement à l'inversion mais plutôt au filtrage après écrêtage. La fonction en ArcTangente utilisée en émission, distord complètement le signal tout en l'écrêtant. Si nous considérons le développement en série de Taylor de la fonction ArcTangente [cf. éq. (V.36)] alors nous comprenons pourquoi cette fonction introduit une forte distorsion sur le signal écrêté.

$$f_A(x) = \alpha ArcTan(\beta x) \tag{V.35}$$

$$= \alpha(\beta x) - \alpha\frac{1}{3}(\beta x)^3 + \alpha\frac{1}{5}(\beta x)^5 + ... + \alpha(-1)^n\frac{(\beta x)^{2n+1}}{2n+1} \tag{V.36}$$

Une telle fonction introduit donc des produits d'intermodulation d'ordre n avec n très grand. Ensuite le filtrage élimine une partie du signal qu'on ne retrouvera plus à la réception en modifiant ainsi l'action de la fonction inverse qu'au lieu de compenser les dégradations dues à l'écrêtage, les amplifie.

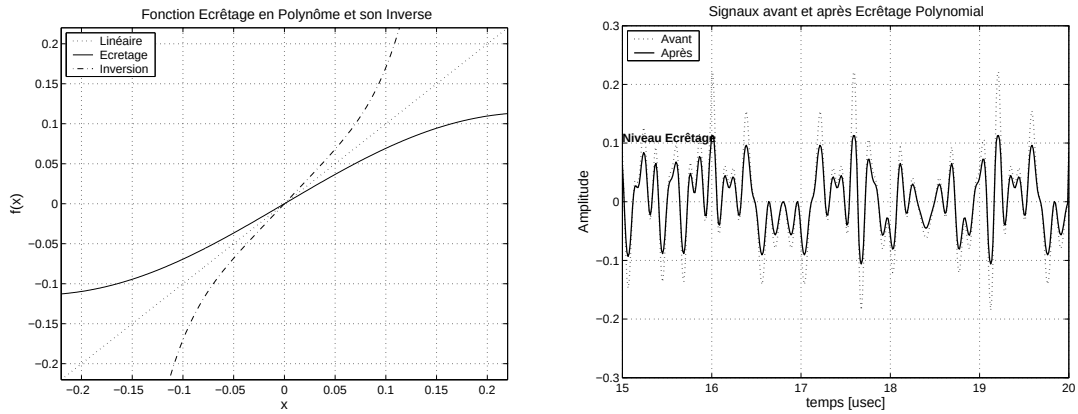
V.2.3.2 Écrêtage Polynomial

Comme pour l'écrêtage en ArcTangente, dans ce cas aussi le niveau de saturation a été fixé à $y_{sat} = 0.1$ et les coefficients (a_i) de la fonction $f_P(x)$ ainsi que les coefficients (b_i) de son inverse $f_P^{-1}(x)$ ont été calculés comme décrit ci-dessus [§ V.2.3]. D'après cela, $f_P(x)$ et $f_P^{-1}(x)$ peuvent se récrire comme suit :

$$f_P(x) = 0.746.x - 5.501.x^3 + 13.987.x^5 \tag{V.37}$$

$$f_P^{-1}(x) = 1.34.x + 0.2.x^3 + 3600.x^5 \tag{V.38}$$

La courbe en figure V.17(a) montre l'allure de la fonction d'écrêtage polynomiale et de son inverse pour $y_{sat} = 0.1$. En figure V.17(b) nous retrouvons la partie réelle du signal OFDM étudié avant et après écrêtage polynomial.



(a) Fonction d'Écrêtage, $f_P(x)$ et Son Inverse, $f_P^{-1}(x)$

(b) Partie Réelle du Signal OFDM avant et après Écrêtage Polynomial

FIG. V.17. Fonction d'Écrêtage Polynomial et Signaux

La fonction polynomiale écrête de manière homogène le signal OFDM. À la différence de la fonction en ArcTangente, elle n'amplifie pas les petites amplitudes du signal OFDM et, par conséquence, la puissance moyenne du signal après écrêtage diminue. Nous sommes alors obligés de réaliser un contrôle de puissance. Cela se fait au niveau du modulateur I/Q en jouant sur la puissance de la porteuse afin d'attaquer l'amplificateur toujours avec un signal à puissance moyenne constante indépendamment du niveau d'écrêtage.

Une fois le signal écrêté par la fonction $f_P(x)$, il est filtré pour garantir des bonnes performances en termes de « ACPR » [cf. tab. V.8]. La figure V.18 montre les spectres avant et après écrêtage avec la remontée des lobes secondaires générée par la saturation du signal, et le spectre après filtrage.

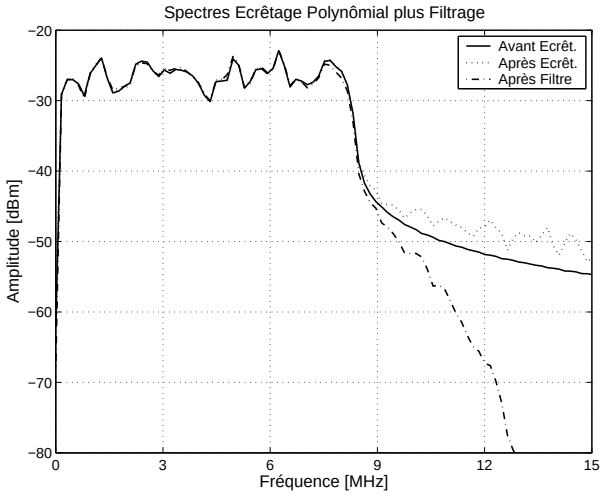


FIG. V.18. Spectres Écrêtage Polynomial plus Filtrage

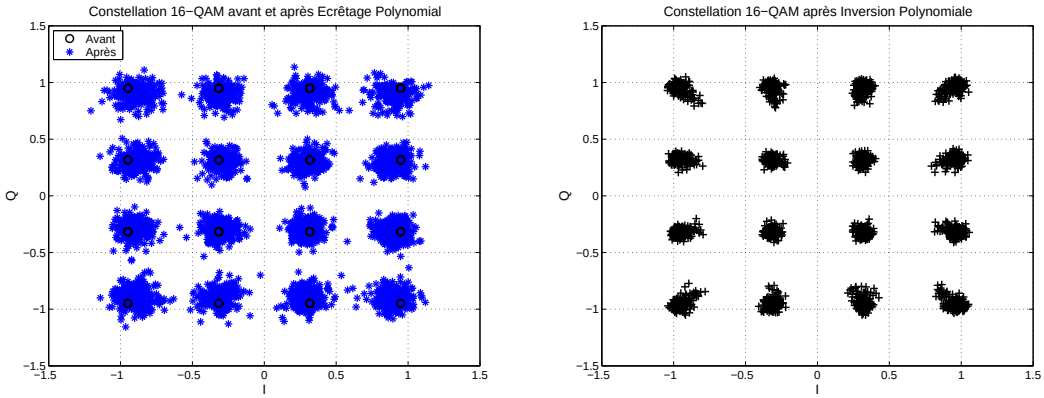
	Avant Écrêtage	**Après Écrêtage**	**Après Filtre**
ACPR	-25.2 dB	-22.6 dB	-36.3 dB

TAB. V.8. « Adjacent Channel Power Ratio » pour Écrêtage Polynomial

Si ensuite la fonction d'inversion $f_P^{-1}(x)$ est appliquée en réception, alors les performances du système en termes de « BER » et de « EVM » s'améliorent beaucoup avec l'inversion [cf. tab. V.9]. Les résultats sur les constellations confirment une fois de plus que l'inversion compense la dégradation introduite sur le signal OFDM par l'écrêtage polynomial [cf. fig. V.19]. L'erreur résiduelle, visible sur la constellation après inversion, est due au filtre car il élimine une partie des composantes fréquentielles du signal et, par conséquence, il dégrade aussi les performances de la technique d'inversion. Cependant, le gain d'inversion devient important pour l'écrêtage polynomial.

	Après Écrêtage	Après Inversion
« BER »	$1.19 \cdot 10^{-4}$	$\cong 1 \cdot 10^{-6}$
« EVM »	-19.6 dB	-26.0 dB

TAB. V.9. « BER » et « EVM » après Écrêtage Polynomial et après Inversion (Filtre)



(a) Constellations avant et après Écrêtage (b) Constellations après Inversion

FIG. V.19. Constellations OFDM-16QAM pour Écrêtage Polynomial (Filtre)

Dans la suite de notre étude, nous allons donc nous intéresser au cas de l'écrêtage polynomial avec filtrage pour lequel les gains d'inversion en « BER » et en « EVM » peuvent se quantifier comme suit :

$$G^{Poly}(BER) \simeq 100 \tag{V.39}$$

$$G^{Poly}(EVM) = 6.4\ dB \tag{V.40}$$

V.2.3.3 Conclusions

L'analyse menée dans les paragraphes précédents, nous a permis de quantifier les performances de l'écrêtage en bande de base réalisé à l'aide de deux différentes fonctions, $f_A(x)$ et $f_P(x)$.

Nous avons donc pu comprendre que l'écrêtage en ArcTangente plus filtrage ne fonctionne pas si l'inversion est réalisée à la réception. En revanche, la fonction d'écrêtage polynomiale permet d'avoir de très bonnes performances à l'inversion en compensant toutes les dégradations dues à l'écrêtage en émission.

Les gains cités ci-dessus confirment qu'en utilisant une fonction d'écrêtage de type polynomial [cf. éq. (V.26)] et son inverse [cf. éq. (V.29)], le système d'écrêtage inversible présente des bonnes performances. Dans la suite de l'étude, cette fonction sera donc

employée dans notre nouvelle technique concernant la réduction du « PAPR » pour des signaux OFDM.

V.3 Performances de la Chaîne de Transmission

V.3.1 Introduction

Notre méthode de réduction du « PAPR » employant un système d'écrêtage inversible se compose donc de trois parties principales :

- La *fonction d'écrêtage « soft » polynomiale,* $f_P(x)$, qui présente une caractéristique non-linéaire plus forte que celle du « PA ». Cette fonction est inversible et employée à l'émission.
- La *fonction de filtrage* qui est représentée par un filtre de canal de type Nyquist et prévu par la norme IEEE 802.11a, pour obtenir la valeur de « ACPR » envisagée à l'émission.
- La *fonction d'inversion,* $f_P^{-1}(x)$, qui compense à la réception les effets de l' écrêtage « soft » polynomial.

Ce système a été utilisé dans un contexte de modulation multiporteuse de type OFDM pour garantir un « PAPR » acceptable afin de masquer la non-linéarité de l'amplificateur de puissance en émission. Dans notre étude nous avons choisi le système de modulation OFDM utilisé dans le standard IEEE 802.11a. Les principales caractéristiques de la couche physique de cette norme sont résumées dans le tableau II.3. Plus de détails sont proposés au lecteur en annexe E.

La chaîne de transmission étudiée se compose alors de la source binaire qui attaque le "modulateur" OFDM en émission. Ensuite ce signal complexe est séparé en partie réelle et partie imaginaire. Les signaux I/Q ainsi générés sont écrêtés à l'aide de la fonction « soft » polynomiale, filtrés et modulés autour de la porteuse radio-fréquence. Le filtrage est réalisé par un filtre de Nyquist avec bande passante de 20 MHz et un facteur de retombée de 0.35. L'amplificateur de puissance ainsi que le canal bruité suivent dans la chaîne. À la réception, le signal est démodulé et les deux voies I/Q sont ensuite inversées à l'aide de la fonction d'inversion. Le signal OFDM reçu est enfin traité et "démodulé". Le schéma de la figure V.20 montre cette chaîne de transmission complète.

Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel « Advanced Design System » (« ADS ») de «Agilent Technologies» [cf. annexe F]. Les conversions analogique/numérique et numérique/analogique ont été réalisées avec un temps d'échantillonnage $Tstep = 6.25\ nsec$ et le facteur de sur-échantillonnage (« Over-Sampling Factor »,

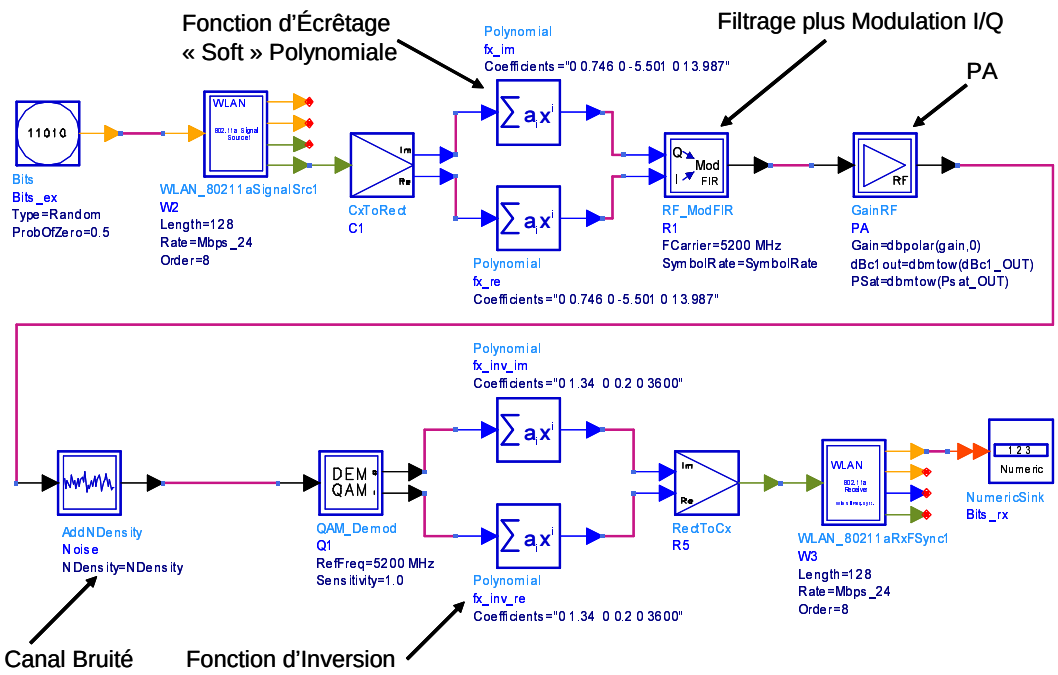


FIG. V.20. Schéma Chaîne de Transmission Complète

« OSF ») correspondant vaut 8. Ensuite le nombre de symboles OFDM pris en compte pour le calcul du « PAPR » est $Nsym_OFDM \cong 2000$ avec une fenêtre temporelle d'observation du signal égale à $Tobs = 10.8\ msec$. Lors de l'écrêtage en émission les valeurs du « Clipping Ratio » (« CR ») valent [0.5, 0.7, 0.9, 1.2, 1.5, 1.8]. Le modèle comportemental de l'amplificateur de puissance (« PA ») est de type polynomial et il ne tient pas en compte ni de la conversion AM/PM ni de l'effet mémoire [§ III.3.4]. Ses principaux paramètres sont la puissance de saturation à l'entrée, P_{sat}^{in} = [-9, -8, -7, -6, -5, -4] dBm, le « Input Back-Off » équivalent, IBO = [0, 1, 2, 3, 4, 5] dB et la puissance d'entrée du point de compression à 1 dB, $P_{1dB} = -12$ dBm.

Les performances de la chaîne de transmission employant le système d'écrêtage inversible, seront étudiées dans les paragraphes qui suivent. Les points critiques de cette analyse sont représentés par l'écrêtage inversible (« CR ») avec filtrage et par l'amplificateur de puissance (« IBO »). Une étude sera aussi menée pour le cas du canal bruité (Eb/No).

Enfin toujours au sein de l'étude de l'écrêtage inversible, nous avons dans certains cas fixé le « CR » égal à 0.9. Cette valeur a été choisie car elle nous a parue la plus représentative dans cette étude suite au bon compromis entre la réduction du « PAPR »

d'un côté et l'augmentation de l'« ACPR » de l'autre côté. En outre, comme nous avons déjà dit dans les paragraphes précédents [§ V.2.3], une étude préliminaire nous a permis d'obtenir un gain de 3 dB sur l'« IBO » pour un écrêtage à « CR » égal à 0.9. Cela justifie le choix d'un « CR » de 0.9 dans la suite de notre étude [cf. figs. V.22 et V.31].

V.3.2 Chaîne de Transmission sans Amplificateur de Puissance

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les performances de la chaîne de transmission avec écrêtage inversible en termes de « PAPR », « ACPR », « BER » et « EVM » en absence d'amplificateur de puissance. Les deux cas, avec et sans canal bruité, seront analysés.

V.3.2.1 Sans Canal Bruité

Le schéma de la figure V.21 montre le système en question sans canal bruité et sans amplificateur de puissance où nous avons mis en évidence les principaux points de mesure.

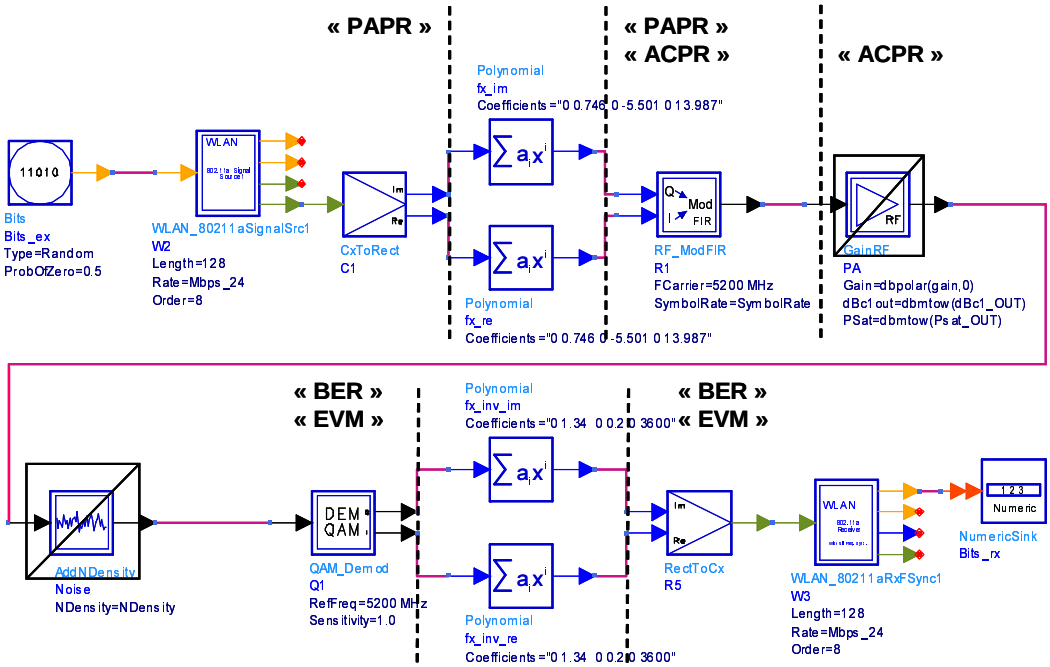


FIG. V.21. Schéma Chaîne de Transmission sans « PA » et sans Bruit

« PAPR »

L'écrêtage « soft » inversible permet de réduire le « PAPR » du signal OFDM émis. Cela est visible sur la courbe de la figure V.22 où nous avons mesuré la « Complementary Cumulative Distribution Function » (« CCDF ») du « PAPR » avant et après écrêtage.

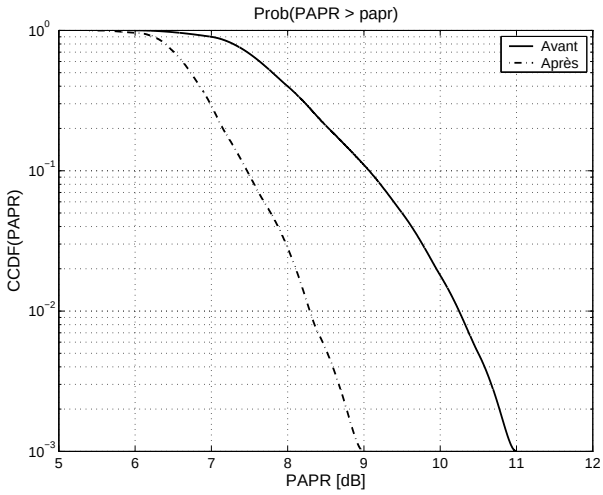


FIG. V.22. « CCDF » du « PAPR » avant et après Écrêtage « Soft » Inversible (« CR »=0.9)

La « CCDF » est définie en équation (V.41) et elle représente la probabilité que le « PAPR » du signal $x(t)$ dépasse le seuil *papr*.

$$CCDF[PAPR(x)] = Prob[PAPR(x) > papr] \tag{V.41}$$

Les courbes de la figure V.22 ont été obtenues pour une valeur de « clipping ratio » égale à 0.9. La réduction du « PAPR » pour une « CCDF » de 10^{-2} est alors égale à 2 dB. Cela confirme bien l'efficacité de l'écrêtage inversible comme technique de réduction des fluctuations en amplitude du signal OFDM.

« ACPR »

L'écrêtage inversible en émission réduit le « PAPR » mais il a un impact sur l'« ACPR » suite aux produits d'intermodulation (IMn) générés par sa caractéristique non-linéaire. Ces IMn vont créer une remontée des lobes secondaires sur le spectre du signal après écrêtage avec une dégradation de l'« ACPR » [§ III.4.3, III.5].

La figure V.23 montre comment l'« ACPR » se dégrade pour des « CR » petits (zone à forte écrêtage) tandis que pour des « CR » élevés (zone à faible écrêtage) sa valeur

approche celle de l'« ACPR » du signal OFDM avant écrêtage. Un filtrage est alors indispensable si on écrête le signal. Le filtre utilisé est alors un filtre de Nyquist entier avec une bande passante de 20 MHz et un facteur de retombée α égal à 0.35. L'impact du filtre est aussi visible sur la même figure.

En outre cette courbe représente l'« ACPR » en bande de base mesuré sur la partie réelle ou imaginaire du signal OFDM (voies I/Q) où l'écrêtage est réalisé.

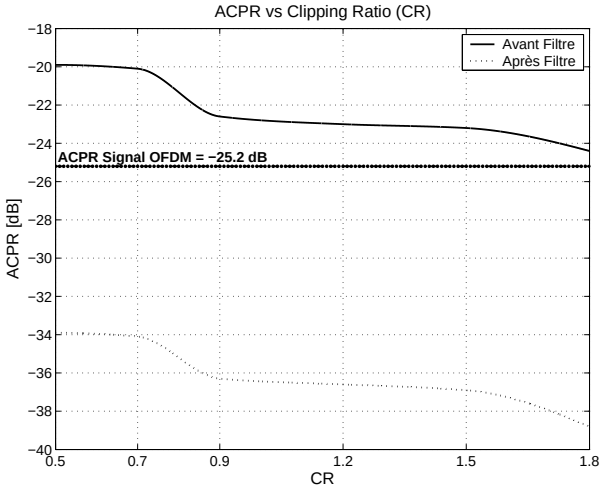


FIG. V.23. « ACPR » pour Différents « CR »

« BER »

L'écrêtage inversible plus filtrage provoque une dégradation du « BER » du signal OFDM émis. La diminution de l'amplitude du signal OFDM suite à l'écrêtage cause la perte d'une partie d'information transportée par le signal même. La courbe V.24 montre la variation du « BER » en fonction du « CR ». La mesure a été réalisée après écrêtage plus filtrage et après inversion. Sur la même courbe nous pouvons déduire le gain en « BER » dû à l'inversion qui est égal à un rapport de 100 pour un « CR » de 0.9.

Normalement, l'allure du « BER » après inversion devrait rester presque plate pour chaque valeur de « CR » suite à la compensation de la plupart des distorsions introduites par l'écrêtage. Dans la figure V.24, ce n'est pas le cas car le filtre élimine une partie des composantes fréquentielles du signal écrêté et par conséquence l'inversion se fait sur un signal "distordu". Le « BER » après inversion varie donc avec le « CR » parce que le filtrage modifie le signal en fonction de la remontée des lobes secondaires liée directement au « CR ».

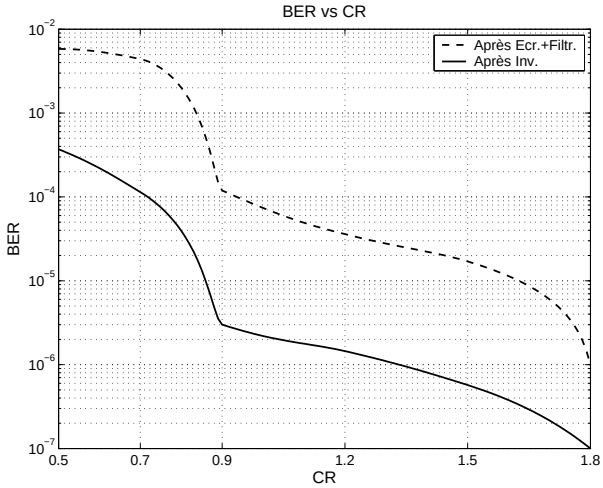


FIG. V.24. « BER » après Écrêtage plus Filtrage et après Inversion pour Différents « CR »

« EVM »

Les mêmes conséquences nous les avons sur l'« EVM ». Comme pour le « BER », il se dégrade suite à l'écrêtage inversible mais l'inversion nous permet d'obtenir un gain en « EVM » dans ce cas aussi. La figure V.25 montre l'« EVM » en fonction du « CR » après écrêtage plus filtrage et après inversion. Ici le gain en « EVM » est égal à 6.4 dB toujours pour un « CR » de 0.9.

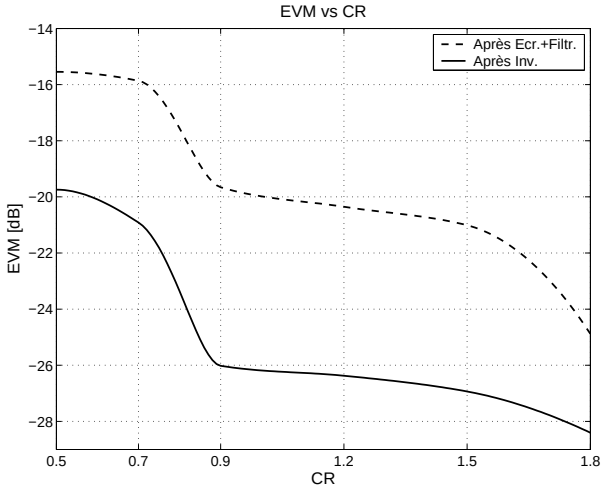


FIG. V.25. « EVM » après Écrêtage plus Filtrage et après Inversion pour Différents « CR »

En outre, les points d'inflexion sur le « BER » et l'« EVM » à « CR »=0.9 [cf. fig. V.24 et fig. V.25] montrent que le niveau de saturation y_{sat} équivalent représente bien un point optimal tout en gardant un bon compromis entre réduction du « PAPR » et augmentation de l'« ACPR » comme nous avons déjà dit dans les paragraphes précédents. Cela confirme encore une fois le choix du « CR » égal à 0.9 dans certains cas de figure.

En conclusion, lorsque notre chaîne de transmission se compose juste de la fonction d'écrêtage « soft » polynomial (inversible) plus filtrage et de la fonction d'inversion, la réduction du « PAPR » est suivie par une augmentation de l'« ACPR » qui ensuite sera porté à une valeur acceptable par le filtrage après écrêtage. À la réception, l'écrêtage inversible plus filtrage dégrade le « BER » et l'« EVM » qui seront ensuite améliorés par l'inversion.

V.3.2.2 Avec Canal Bruité

Le schéma de la figure V.26 montre le système en question avec canal bruité mais toujours sans amplificateur de puissance où nous avons mis en évidence les principaux points de mesure.

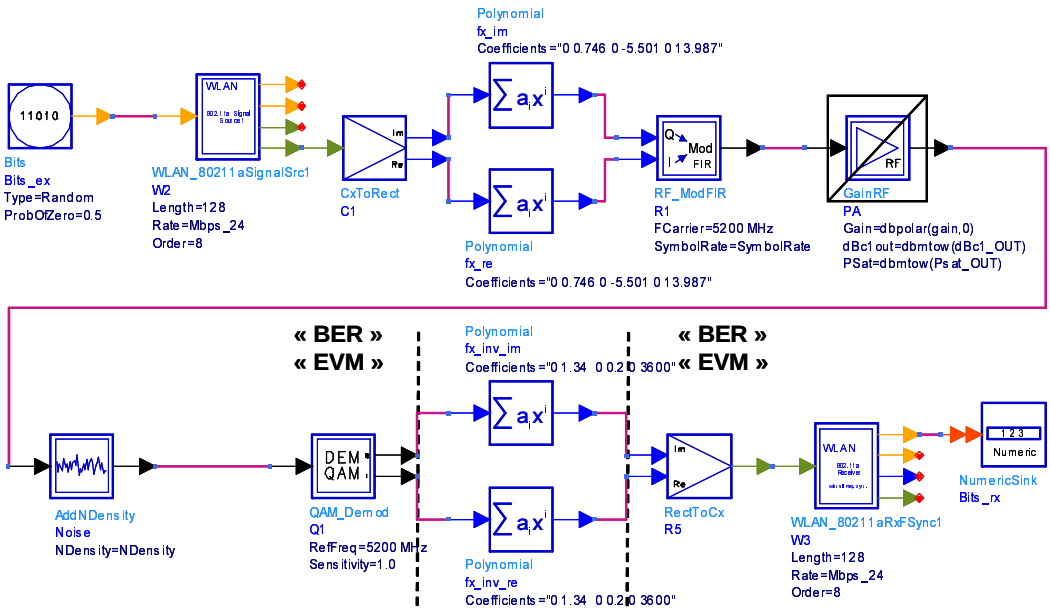


FIG. V.26. Schéma Chaîne de Transmission sans « PA » et avec Bruit

Le « PAPR » et l'« ACPR » étant mesurés à l'émission, ils ne seront pas pas affectés par le bruit blanc gaussien additif et ces résultats ne différeront pas de ceux présentés

ci-dessus. Pour ce cas spécifique, nous avons donc mesuré le « BER » et l'« EVM » avant et après inversion [cf. fig. V.26]. Les figures V.27, V.28, V.29 et V.30 montrent respectivement le « BER » et l'« EVM » en fonction du « CR » et du Eb/No avant et après inversion.

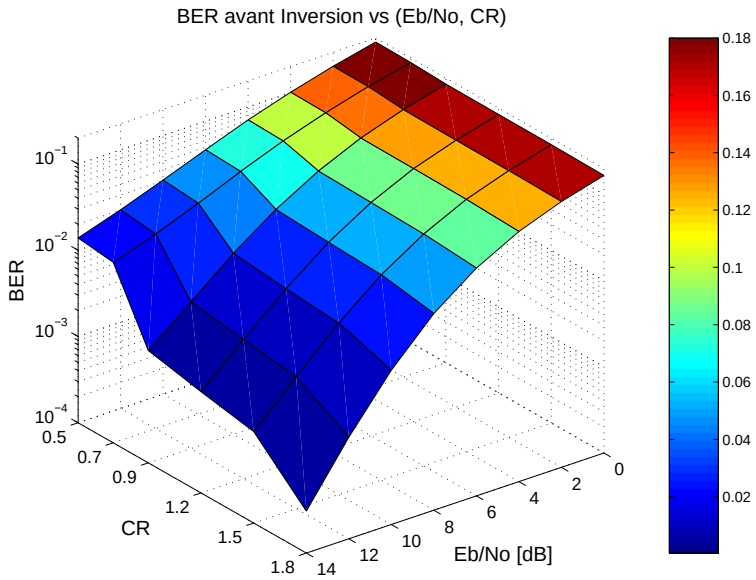


FIG. V.27. « BER » avant Inversion en fonction du Eb/No et du « CR »

Analysons d'abord les courbes du « BER » et de l'« EVM » avant inversion [cf. fig. V.27 et fig. V.28]. Ces courbes nous confirment que pour des petites valeurs de « CR » (zone à forte écrêtage) et des faibles valeurs de Eb/No, le « BER » et l'« EVM » sont inacceptables. Cela est normal car dans cette partie de la courbe, on écrête beaucoup le signal OFDM et en plus le bruit additif devient plus important. Si ensuite on se déplace vers les valeurs de « CR » élevées (zone à faible écrêtage) et de Eb/No plus grandes, alors la qualité du signal s'améliore : le signal est de moins en moins écrêté et le bruit devient moins prépondérant.

L'inversion devrais améliorer les performances du système en termes de « BER » et de « EVM ». Malheureusement, la fonction d'inversion en réception inverse aussi le bruit additif en dégradant le « BER » et l'« EVM ». Les courbes V.29 et V.30 montrent les nouvelles valeurs pour le « BER » et l'« EVM » suite à l'inversion.

Un détail de ces courbes est représenté en figure V.31 où nous retrouvons le « BER » avant et après inversion en fonction du Eb/No pour un « CR » de 0.9 qui est le cas le plus représentatif dans notre étude pour les raisons expliquées ci-dessus.

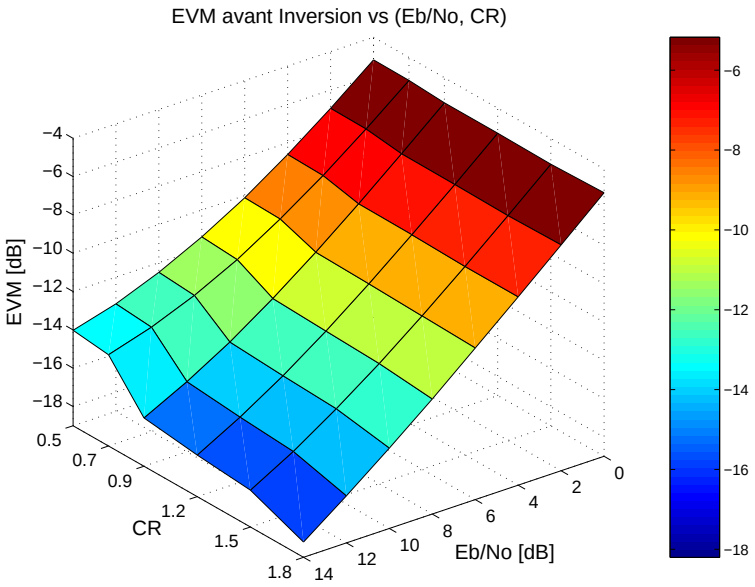


FIG. V.28. « EVM » avant Inversion en fonction du Eb/No et du « CR »

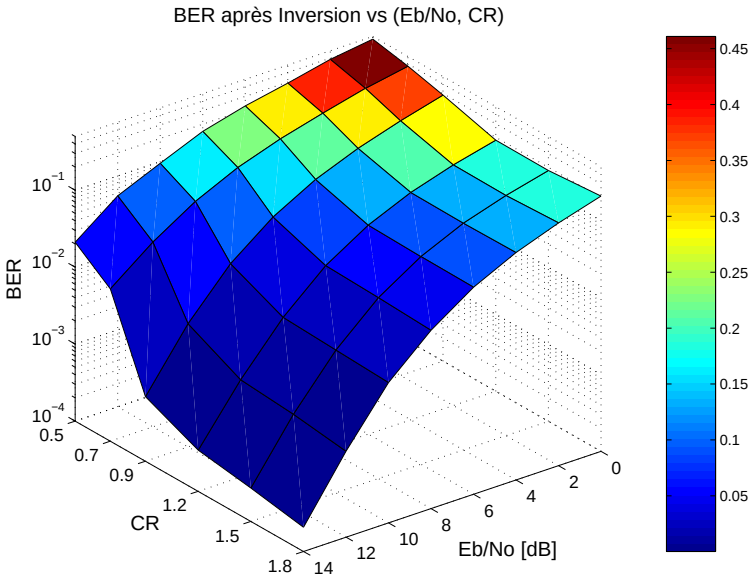


FIG. V.29. « BER » après Inversion en fonction du Eb/No et du « CR »

Enfin sur cette courbe [cf. fig. V.31], nous pouvons voir la dégradation due à l'inversion par rapport au cas avant inversion et pour des valeurs élevées de bruit. Seulement lorsque le bruit devient faible (Eb/No grand) alors l'inversion recommence à fonctionner bien : la courbe après inversion passe au-dessous de celle avant inversion.

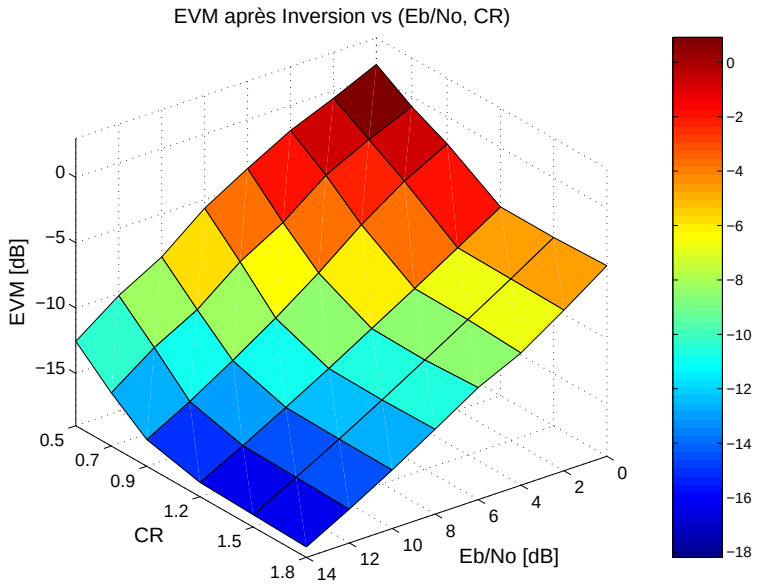


FIG. V.30. « EVM » après Inversion en fonction du Eb/No et du « CR »

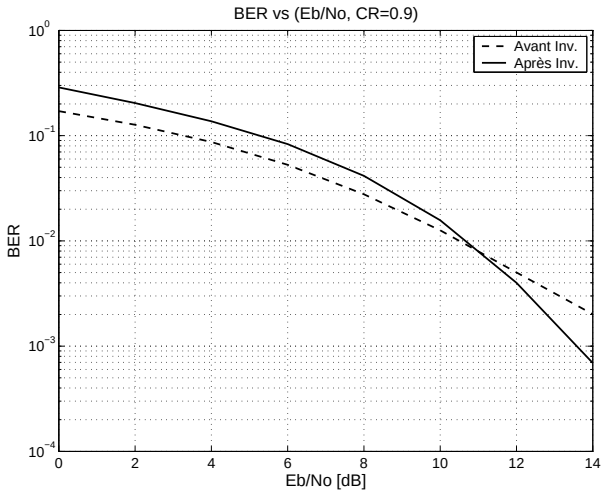


FIG. V.31. « BER » avant et après Inversion en fonction du Eb/No pour « CR »=0.9

En outre, dans cette analyse nous ne devons pas oublier que le filtrage après écrêtage introduit lui aussi une erreur résiduelle sur le « BER » qui ne sera pas compensée par l'inversion.

En conclusion, l'inversion dégrade les performances du système d'écrêtage inversible en présence d'un canal à fort bruit. En tout cas, cela représente une première estimation des effets du canal bruité sur le système en question. Nous allons ensuite nous intéresser au

cas où l'amplificateur de puissance sera lui aussi présent dans la chaîne de transmission et, donc, nous allons calculer le gain global sur l'« IBO » dû au système d'écrêtage inversible.

V.3.3 Chaîne de Transmission avec Amplificateur de Puissance

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les performances de la chaîne de transmission avec écrêtage inversible en termes de « ACPR », « BER » et « EVM » en présence de l'amplificateur de puissance (« PA »).

Le modèle comportemental du « PA » est de type polynomial et il ne tient pas compte ni de la conversion AM/PM ni de l'effet mémoire [§ III.3.4]. Ses principaux paramètres sont la puissance de saturation à l'entrée, P_{sat}^{in} = [-9, -8, -7, -6, -5, -4] dBm, le « Input Back-Off » équivalent, IBO = [0, 1, 2, 3, 4, 5] dB et la puissance d'entrée du point de compression à 1 dB, $P_{1dB} = -12$ dBm.

Les deux cas, avec et sans canal bruité, seront analysés. Dans ce contexte, le « PAPR » avant et après écrêtage inversible reste inchangé par rapport au paragraphe précédent [§ V.3.2.1].

V.3.3.1 Sans Canal Bruité

Le schéma de la figure V.32 montre le système en question sans canal bruité et en présence de l'amplificateur de puissance où nous avons mis en évidence les principaux points de mesure.

« ACPR »

L'« ACPR » après amplificateur de puissance a été mesuré en fonction du « CR » et du « Input Back-Off » (« IBO ») du « PA ». Dans ce cas précis, la remontée des lobes secondaires (« ACPR ») due à la caractéristique non-linéaire de l'écrêtage est ensuite éliminée par le filtrage tandis que celle due à l'amplificateur de puissance reste toute prise en compte par cette mesure. La figure V.33 montre cet « ACPR » en fonction du « CR » et de l'« IBO ».

Pour des faibles valeurs de « CR » et « IBO », l'« ACPR » reste quand même à une valeur acceptable (< -30 dB) car le signal étant suffisamment écrêté, il présente une dynamique en amplitude qui a un impact négligeable au niveau du « PA ». Le filtrage après écrêtage garantit ensuite cette bonne performance en « ACPR ».

Lorsque le « CR » augmente (zone à faible écrêtage), le « PA » prend alors le relais et son impact est visible sur l'« ACPR » qui se dégrade en fonction de l'« IBO ».

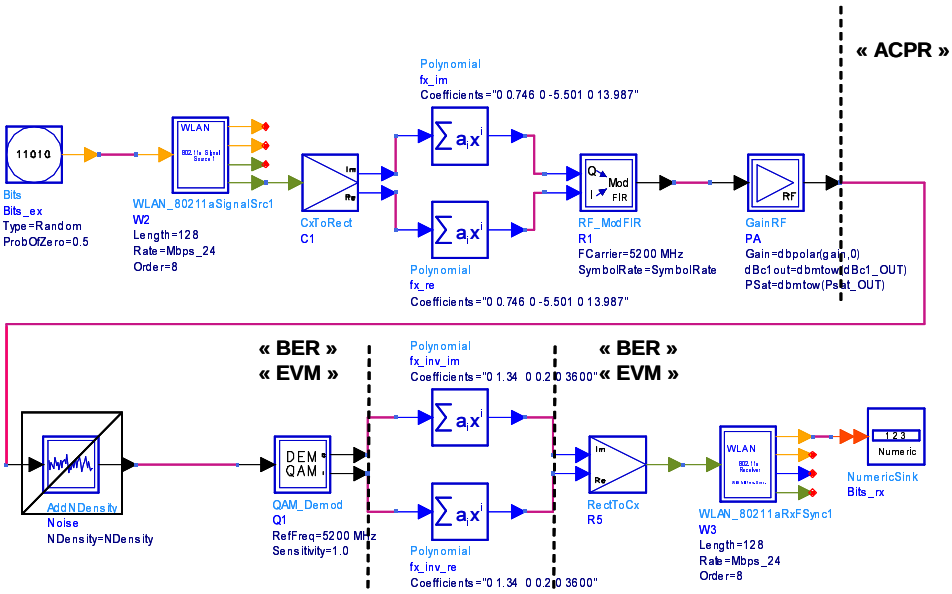


FIG. V.32. Schéma Chaîne de Transmission avec « PA » et sans Bruit

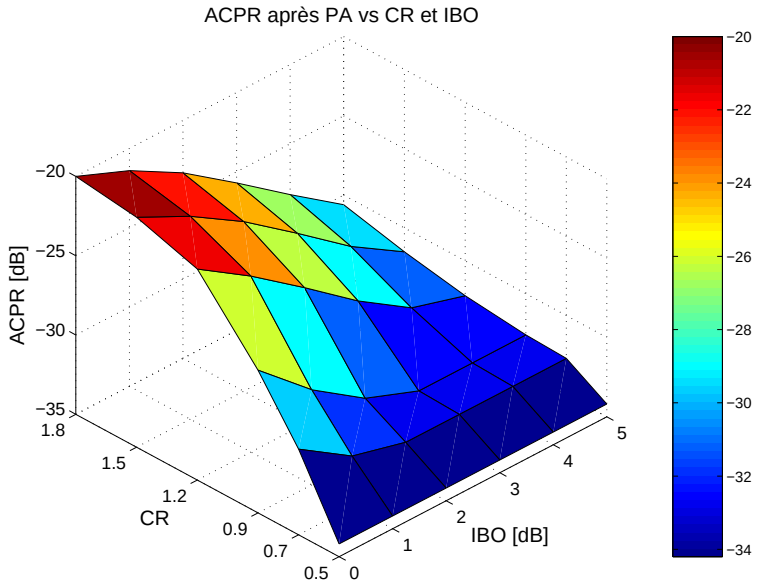


FIG. V.33. « ACPR » après « PA » en fonction du « CR » et de l'« IBO »

Enfin pour des petites valeurs de « CR » (0.5, 0.7), l'« ACPR » reste presque constant pour les différentes valeurs de « IBO ». Cela est dû au masquage presque total de la

non-linéarité du « PA » suite à l'écrêtage polynomial inversible. Dans ce cas, le « PA » n'intervient plus et son impact sur l'« ACPR » reste négligeable.

« BER »

Le « BER » a été mesuré avant et après inversion [cf. fig. V.34]. Les deux courbes s'approchent lorsque le « CR » devient important (zone à faible écrêtage) et pour des petites valeurs de « IBO ». Dans cette région l'inversion n'a pas beaucoup d'impact car le signal n'étant pas suffisamment écrêté, il sature l'amplificateur de puissance. En d'autres termes, cette dégradation du « BER » est principalement due à la saturation du « PA » et la fonction d'inversion ne compense pas cette distorsion.

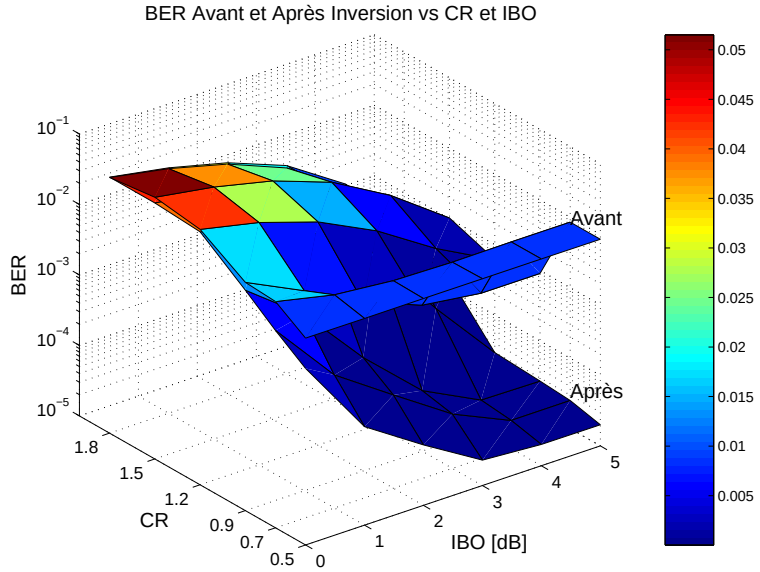


FIG. V.34. « BER » avant et après Inversion en fonction du « CR » et de l'« IBO »

Le gain d'inversion sur le « BER » devient de plus en plus important si le « CR » diminue (zone à forte écrêtage). Dans ce cas, le signal étant suffisamment écrêté, la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est alors masquée par l'écrêtage inversible et l'inversion à la réception compense la dégradation introduite en émission par l'écrêtage lui-même. Ensuite, toujours dans cette région à forte écrêtage, le gain d'inversion sur le « BER » devient plus grand si l'« IBO » augmente. Cela est dû au fonctionnement en zone linéaire du « PA », la puissance moyenne du signal OFDM d'entrée étant située largement en dessous de la puissance de saturation. À titre d'exemple, nous pouvons quantifier ce

gain en inversion sur le « BER » et nous pouvons affirmer que dans le meilleur des cas il vaut environ 100.

Enfin, le « BER » (avant inversion) à « CR » égal 0.5 et 0.7 en fonction de l'« IBO » reste constant car dans ce cas le signal est suffisamment écrêté et la non-linéarité du « PA » est complètement masquée par l'écrêtage inversible. Ainsi un « IBO » qui augmente n'a aucun impact sur la qualité du signal et donc sur le « BER ».

« EVM »

Étant l'« EVM » la mesure de l'erreur en amplitude et en phase sur les points de la constellation à la réception, il est lui aussi représentatif de la qualité du signal reçu. Cela dit, pour l'« EVM » nous faisons les mêmes remarques proposées dans le paragraphe du « BER ». Les courbes de la figure V.35 confirment ceci et le gain en inversion sur l'« EVM » vaut 7 dB dans le meilleur des cas.

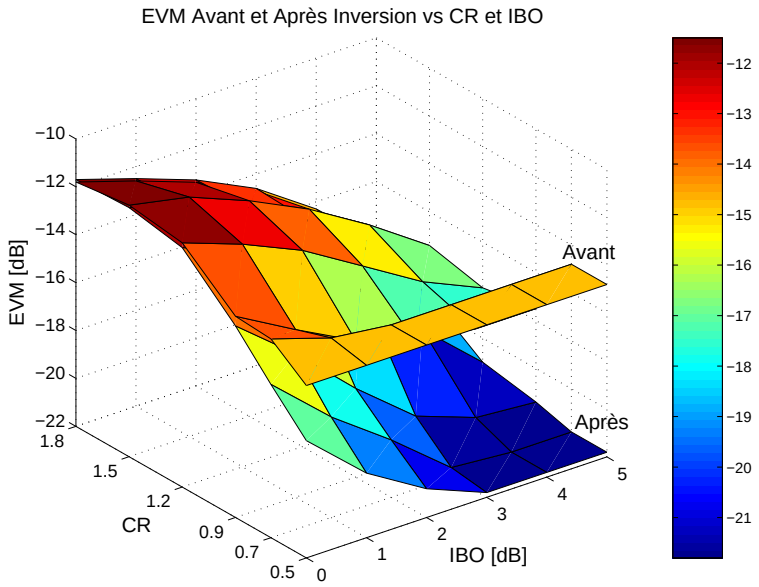


FIG. V.35. « EVM » avant et après Inversion en fonction du « CR » et de l'« IBO »

V.3.3.2 Avec Canal Bruité

Le schéma de la figure V.36 montre le système en question avec canal bruité et en présence de l'amplificateur de puissance où nous avons mis en évidence le principal point de mesure. Dans ce contexte d'étude, la chaîne de transmission intègre toutes ses principales

fonctions : écrêtage inversible (« CR »), filtrage, amplificateur de puissance (« IBO »), canal bruité (Eb/No) et inversion.

Nous retenons juste le cas de la mesure du « BER » et de l'« EVM » en réception et en fonction de l'« IBO » et du Eb/No car aux paragraphes précédents nous avons déjà réalisé les autres mesures : métrique vs (« CR », Eb/No), vs (« CR », « IBO »). Donc, pour ce cas spécifique (« BER »/« EVM » vs « IBO » et Eb/No), la fonction d'écrêtage inversible et son inverse n'ont pas été prises en compte [cf. fig. V.36].

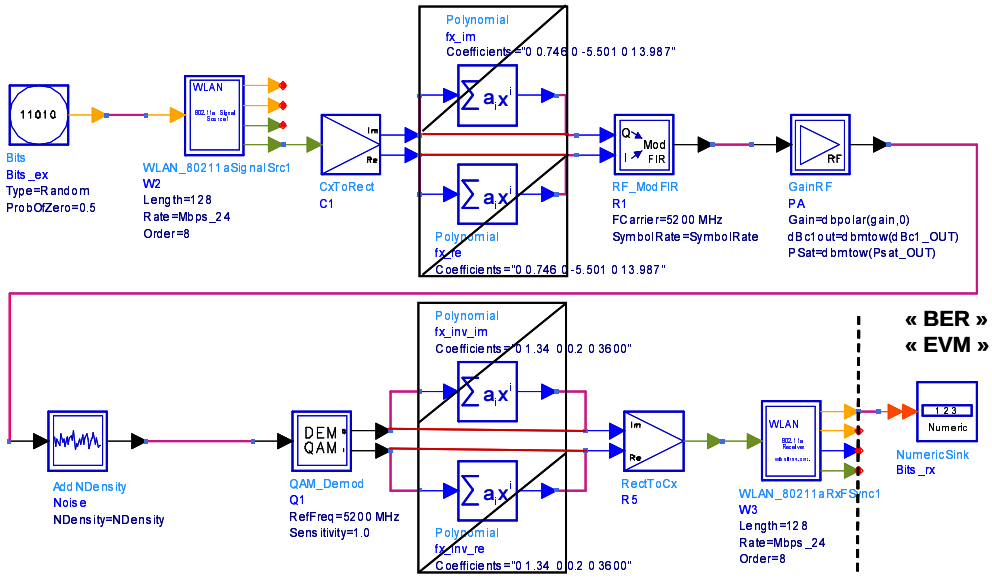


FIG. V.36. Schéma Chaîne de Transmission avec « PA » et Bruit

« BER »

La figure V.37 montre le « BER » en fonction de l'« IBO » et du Eb/No. L'amélioration du « BER » s'obtient pour les valeurs de « IBO » et EB/No élevées (BER=$8.37 \cdot 10^{-3}$). Dans cette région de la courbe, l'amplificateur de puissance devient de plus en plus linéaire et le signal moins bruité.

Ensuite, si l'« IBO » et le Eb/No deviennent faibles alors une forte dégradation du « BER » apparaît car le « PA » sature le signal OFDM à amplifier et ensuite il est fortement bruité par l'ajout d'un bruit de canal (BER=$2.24 \cdot 10^{-1}$).

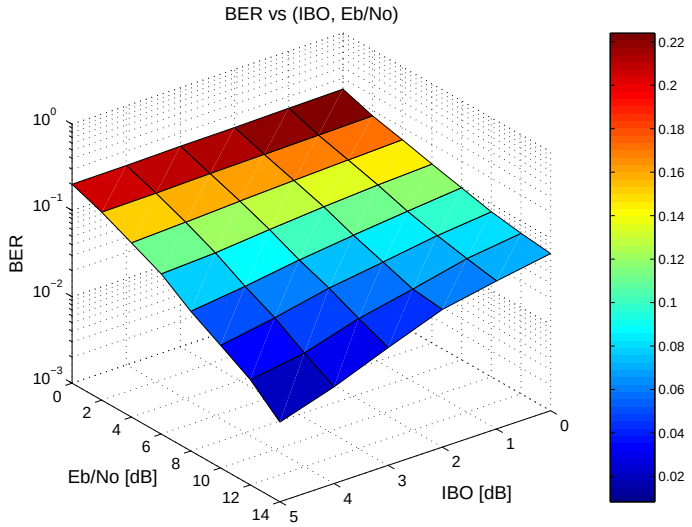


FIG. V.37. « BER » à la Réception en fonction de l'« IBO » et du Eb/No

« EVM »

Les mêmes remarques sont proposées pour l'« EVM ». Dans ce cas, l'« EVM » passe de -3 dB (le pire des cas) à -14 dB (le meilleur des cas). La courbe de la figure V.38 confirme ceci.

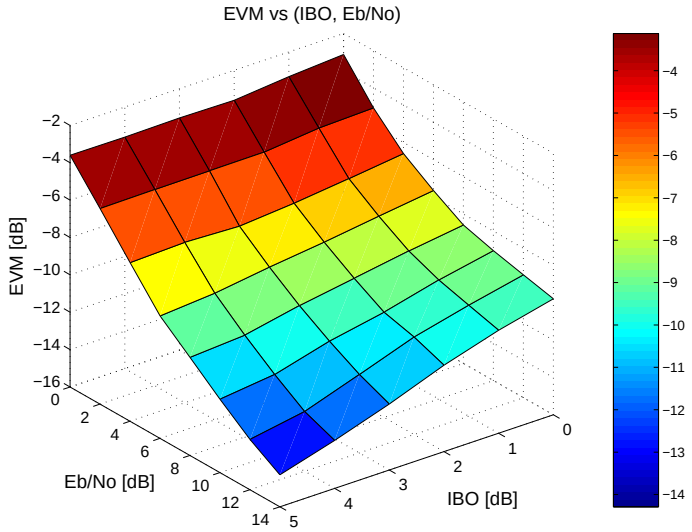


FIG. V.38. « EVM » à la Réception en fonction de l'« IBO » et du Eb/No

V.4 Comparaison entre Écrêtage Classique et Inversible

Dans cette section, nous allons reprendre les deux méthodes d'écrêtage (classique et inversible) pour comparer leurs performances [RAG2006b]. Dans un premier temps, nous allons analyser les performances de l'écrêtage à l'émission, c. à d. on compare la fonction d'écrêtage classique [§ IV.5] et la fonction d'écrêtage « soft » [§ V.2] qui est employée en émission dans le système d'écrêtage inversible. Ensuite, nous prendrons en compte le système d'écrêtage inversible complet de sa fonction inverse en réception.

Les résultats ont été obtenus par simulation en se basant sur un système de transmission de type OFDM décrit par la norme IEEE 802.11a. La modulation numérique employée dans le procédé OFDM est une 16-QAM et le nombre N de sous-porteuses est égal à 64 avec une bande passante du signal OFDM de 20 MHz. Un filtrage après écrêtage est indispensable. Le filtre utilisé reste toujours le filtre de Nyquist avec bande passante de 20 MHz et un facteur de retombée (« roll-off factor ») de 0.35.

Système d'écrêtage en émission : classique contre « soft »

Les deux différentes fonctions d'écrêtage réduisent les fluctuations en amplitude du signal OFDM, et donc sa dynamique en puissance, avec un impact direct sur le « PAPR » qui diminue. La figure V.39 montre les « CCDFs » du « PAPR » pour le signal OFDM avant écrêtage et après écrêtage en utilisant la fonction classique et la nouvelle fonction d'écrêtage « soft ». Pour cette analyse, nous avons choisi une valeur de « CR » égale à 0.9.

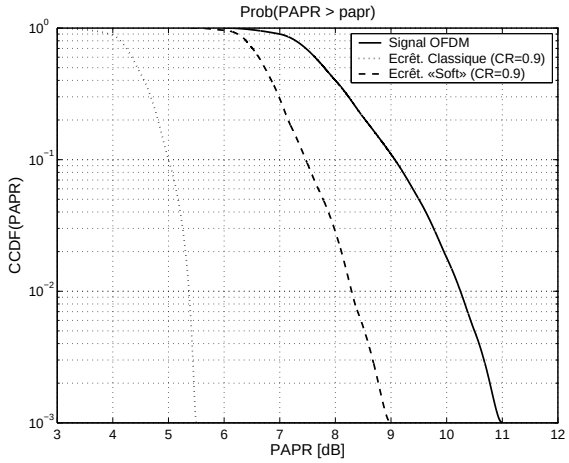


FIG. V.39. « CCDF »s du « PAPR » pour le Signal OFDM, pour l'Écrêtage Classique et « Soft » (« CR »=0.9)

Nous remarquons alors que la réduction du « PAPR » est plus importante dans le cas de l'écrêtage classique. La « CCDF » du « PAPR » après écrêtage « soft » décroît plus lentement par rapport à celle après écrêtage classique car la fonction d'écrêtage « soft » atteint plus doucement le niveau de saturation. Concrètement, pour une « CCDF » égale à 10^{-2}, l'écrêtage classique opère une réduction de 5 dB sur le « PAPR » tandis que l'écrêtage inversible arrive à 2 dB.

Ensuite, une conséquence importante de la réduction du « PAPR » par écrêtage, est la remontée des lobes secondaires qui fait en sorte que l'« ACPR » augmente à cause des produits d'intermodulation générés par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage. Cela dit, on comprend pourquoi un filtrage après écrêtage est nécessaire : il sert à ramener l'« ACPR » à la valeur souhaitée. La figure V.40 présente l'allure de l'« ACPR » après filtre pour les deux fonctions d'écrêtage (classique et « soft ») en fonction du « CR ».

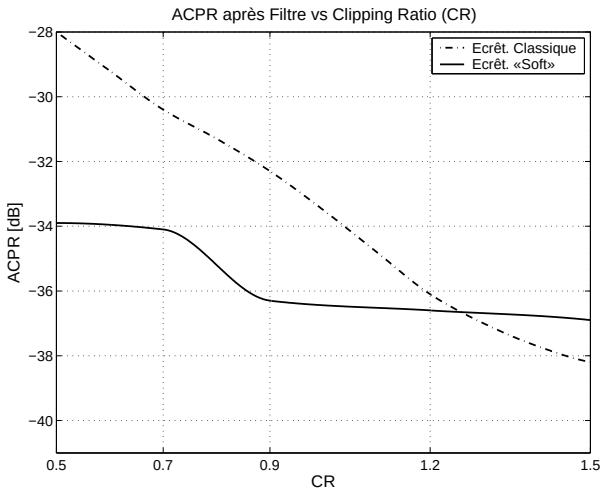


FIG. V.40. « ACPR » après Filtre en fonction du « CR » pour l'Écrêtage Classique et « Soft »

L'écrêtage classique a un impact sur l'« ACPR » plus mauvais que l'écrêtage « soft » pour des valeurs de « CR » inférieures à 1.25. Ensuite pour un « CR » entre 1.25 et 1.5, l'« ACPR » de l'écrêtage classique devient meilleur de celui dû à l'écrêtage « soft ». Ce phénomène s'explique en analysant les caractéristiques non-linéaires des deux différentes fonctions d'écrêtage. Ainsi, la fonction d'écrêtage classique devient des plus en plus linéaire vis-à-vis du signal OFDM lorsque le « CR » augmente (zone à faible écrêtage). En revanche, la fonction d'écrêtage « soft » présente toujours un comportement non-linéaire [cf. fig. V.17(a)].

Dans la figure V.41, les valeurs du « BER » en fonction du « CR » sont comparées pour l'écrêtage classique et « soft ».

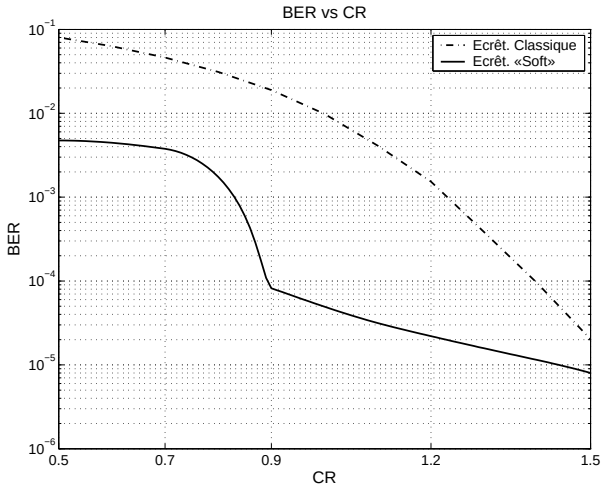


FIG. V.41. « BER »en fonction du « CR » pour l'Écrêtage Classique et « Soft »

La courbe du « BER » pour l'écrêtage « soft » présente un point d'inflexion pour un « CR » de 0.9 qui représente, comme on a déjà dit dans les paragraphes ci-dessus, une valeur optimale pour le « CR ». Ensuite, nous remarquons aussi que la dégradation du « BER » est plus importante dans le cas de la fonction d'écrêtage classique plutôt que pour la fonction « soft ».

Système d'écrêtage complet : classique contre inversible

Enfin, le système d'écrêtage classique est comparé à celui d'écrêtage inversible complet (fonction « soft » en émission plus fonction inverse en réception). Les performances en termes de « BER » seront alors présentées. Cette mesure a été réalisée par simulation et en présence d'un canal bruité. La figure V.42 montre ce résultat.

À la différence du système d'écrêtage classique, la présence de la fonction d'inversion permet de compenser une partie des dégradations (Interférence Entre Symboles Non-Linéaire, IES NL) introduites par l'écrêtage. Donc, nous comprenons une fois de plus l'efficacité de la méthode d'écrêtage inversible par rapport à celle classique. En outre, dans le cas de l'écrêtage inversible, le gain en « BER » devient plus important pour des valeurs de Eb/No élevées (bruit faible). On comprend alors que pour un Eb/No grand, le bruit dans le canal diminue et par conséquence le système d'écrêtage inversible a des meilleures performances car l'inversion du bruit devient de plus en plus négligeable.

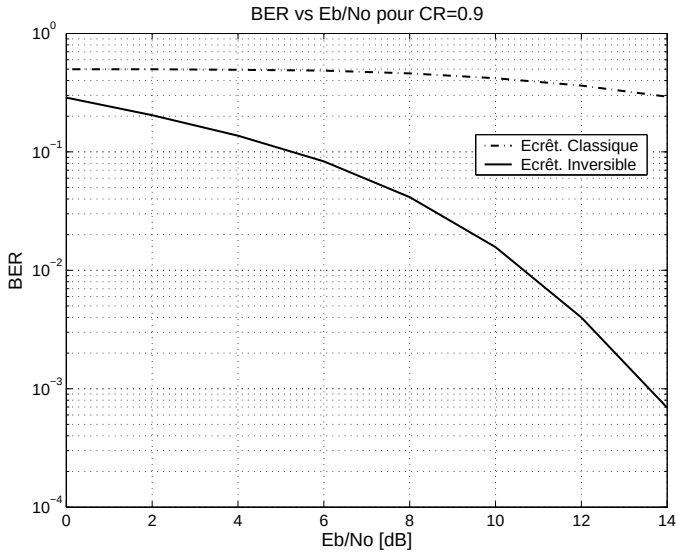


FIG. V.42. Mesure du « BER » pour l'Écrêtage Classique et Inversible (« CR »=0.9)

V.5 Performances Globales

V.5.1 Introduction

Comme nous avons vu dans les paragraphes précédents, la chaîne de transmission se compose de différentes parties : l'écrêtage « soft » polynomial, le filtrage, l'amplificateur de puissance, le canal de transmission bruité et l'inversion. Chacune de ces fonctions joue un certain rôle pour le fonctionnement de la chaîne de transmission et elles ont un impact positif ou négatif sur les différentes métriques mesurées le long de la chaîne.

Les résultats présentés ci-dessus représentent les principaux cas de figure que nous avons choisis pour mener cette étude.

Dans la suite, nous voulons quantifier le gain sur le recul de l'amplificateur de puissance (« IBO ») dû au système d'écrêtage inversible, qui représente notre objectif principal. L'écrêtage inversible doit en émission réduire la dynamique en amplitude du signal OFDM afin de gagner sur l'« IBO ». Ensuite l'inversion en réception doit permettre d'améliorer la qualité du signal reçu en termes de « BER » et de « EVM ».

Malheureusement, la présence d'un canal bruité (approche réaliste) va dégrader les performances de ce système d'écrêtage [§ V.3.2.2], tout en réduisant le « PAPR » en émission. Ceci est normal car la fonction d'inversion à la réception inverse aussi le bruit additif.

Si ensuite on ajoute l'amplificateur de puissance alors nous pouvons enfin quantifier le masquage de la non-linéarité du « PA » en termes de gain en « IBO ». Pour cette analyse la chaîne de transmission se compose de l'écrêtage « soft » polynomial, du filtrage, de l'amplificateur de puissance, d'un canal bruité et de la fonction d'inversion [cf. fig. V.43].

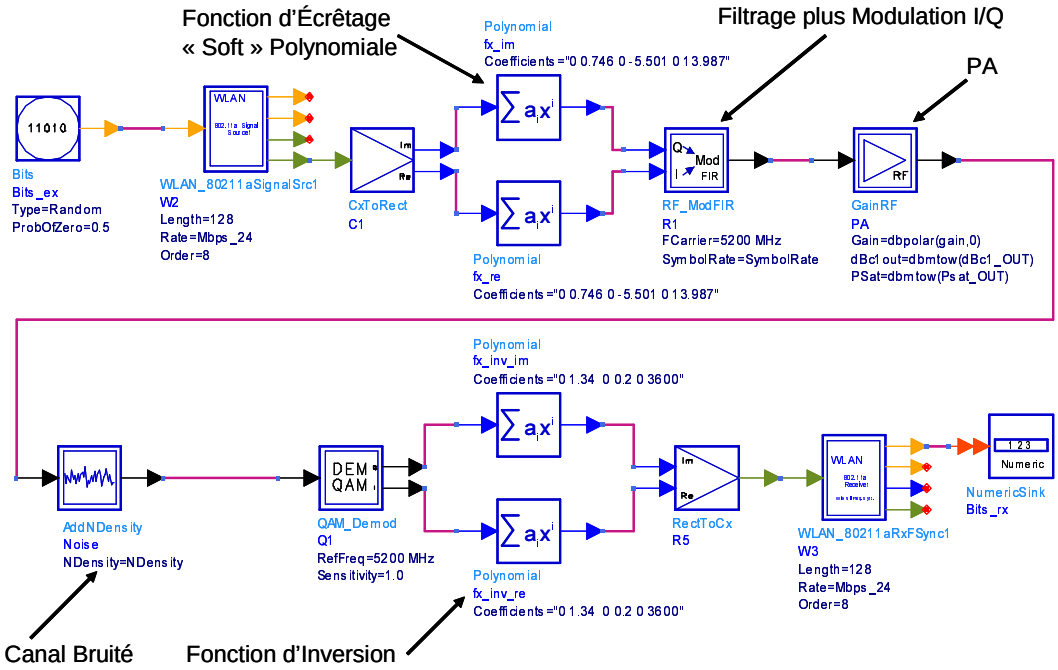


FIG. V.43. Schéma Chaîne de Transmission Complète : Gain en « IBO »

V.5.2 Résultats Finaux

Le système d'écrêtage inversible opère une réduction du « PAPR » du signal OFDM à émettre. Cet impact sur le « PAPR » est présenté en figure V.44 et pour un « clipping ratio » de 0.9 la réduction est de 2 dB pour une « CCDF » égale à 10^{-2}. Cela confirme bien l'efficacité de l'écrêtage inversible comme technique de réduction des fluctuations en amplitude du signal OFDM.

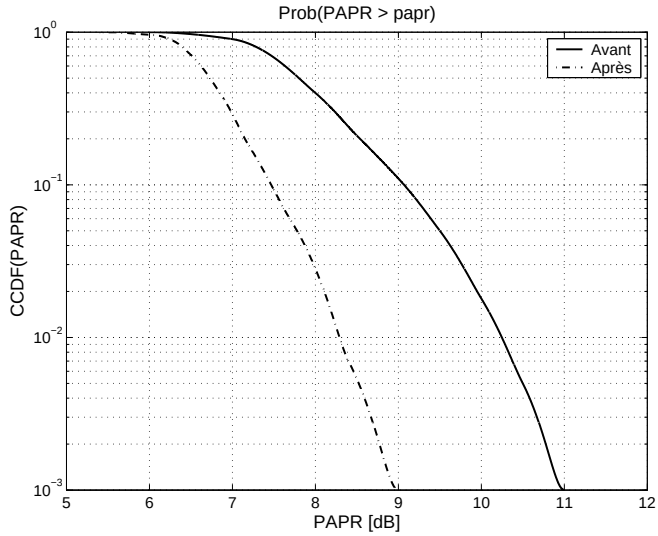


FIG. V.44. « CCDF » du « PAPR » avant et après Écrêtage « Soft » Inversible (« CR »=0.9)

Ensuite, afin de montrer le gain en « IBO » dû au système d'écrêtage inversible, nous avons mesuré le « BER » en fonction du Eb/No pour une valeur de « IBO » égale à 6 dB (système = filtrage, « PA », canal bruité). Puis, le système complet (écrêtage, filtrage, « PA », canal bruité et inversion) a été simulé pour calculer le « BER » en fonction du Eb/No pour un « CR » de 0.9 et un « IBO » de 5 dB [cf. fig. V.45].

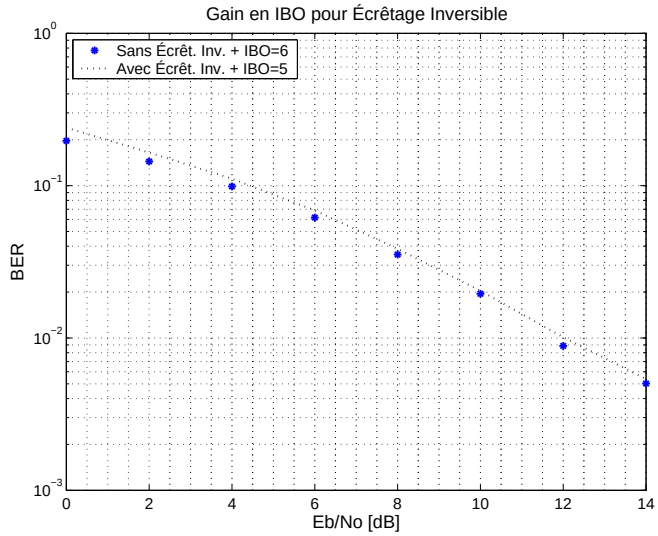


FIG. V.45. Déduction du Gain Réel en « IBO » pour l'Écrêtage Inversible

Donc, la courbe du « BER » sans système d'écrêtage inversible et « IBO » = 6 dB et celle avec système d'écrêtage inversible et « IBO » = 5 dB ont été tracées en figure V.45. Les deux courbes se superposent et, d'après ce résultat, nous pouvons donc affirmer que le système d'écrêtage inversible, dans ce contexte suffisamment réaliste, nous fait gagner 1 dB sur l'« IBO » de l'amplificateur de puissance.

Cela se traduit par un gain sur le rendement, et donc, sur la consommation de l'amplificateur de puissance. Pour pouvoir estimer ce gain en rendement et en consommation, nous avons alors repris en figure V.46 la caractéristique de transfert non-linéaire d'un « PA » de classe AB pour des applications sans fil. Sur la même figure, nous retrouvons l'allure du rendement η en fonction de la puissance d'entrée P_{in}.

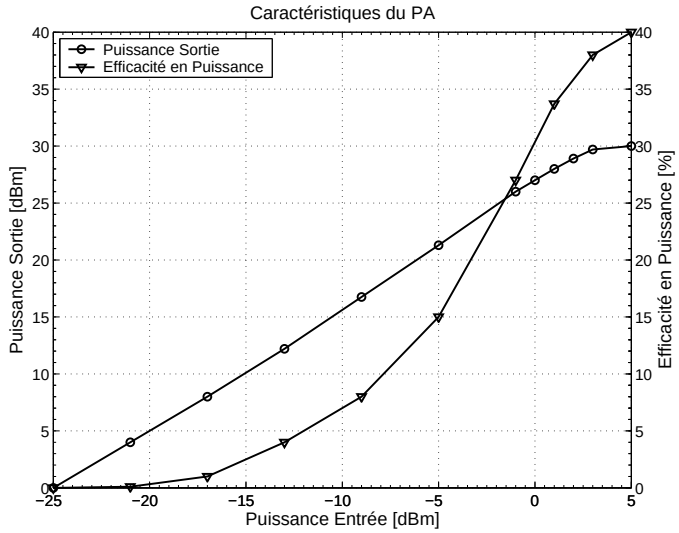


FIG. V.46. Caractéristique de Transfert Non-Linéaire et Rendement du « PA »

Sur la courbe de la figure V.46, la puissance de saturation de sortie (30 dBm) est atteinte pour une valeur de la puissance d'entrée égale à 5 dBm.

Un « IBO » de 6 dB ramène alors cette puissance à -1 dBm et le gain de 1 dB sur le « IBO » peut être vu comme si le « PA » travaillait dans une zone plus proche de 1 dB de la saturation. Sur la courbe de la figure V.46, cela peut donc se traduire par une "translation" de la puissance d'entrée P_{in}, de -1 dBm vers 0 dBm. L'équation (V.42) définit le rendement du « PA » qui est égal au rapport entre la puissance de sortie P_{out} et

la puissance d'alimentation P_{alim}. La P_{alim} peut alors se déduire [cf. éq. (V.43)].

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{alim}} \tag{V.42}$$

$$P_{alim} = \frac{P_{out}}{\eta} \tag{V.43}$$

À partir des courbes en figure V.46, nous pouvons extraire les valeurs de P_{out} et η en fonction de P_{in} pour calculer la puissance d'alimentation P_{alim} [cf. tab. V.10].

P_{in} **[dBm]**	**-1**	**0**
P_{out} [dBm]	26	~~27~~, 26
η [%]	27	30.5

Tab. V.10. Valeurs de P_{in}, P_{out} et η du « PA »

On voit d'abord que ce gain en « IBO » équivaut, pour cet amplificateur, à un gain en rendement du 3.5%. Ensuite, cette opération permet d'estimer la P_{alim} à $P_{in} = 0$ dBm pour la *même valeur* de la puissance de sortie P_{out} égale à *26* dBm. Dans la suite nous utiliserons la notation suivante : $P_{alim}(P_{in},\ P_{out})$ et l'équation (V.43) pour calculer les puissances d'alimentation [cf. éqs. (V.44) et (V.45)].

$$P_{alim}(-1,\ 26) = 1.47\ W \tag{V.44}$$

$$P_{alim}(0,\ 26) = 1.31\ W \tag{V.45}$$

Nous arrivons alors à estimer que le gain en consommation est de 0.16 W pour la même puissance de sortie égale à 26 dBm. Cela veut dire qu'on économise 11% sur la consommation du « PA » [RAG2006a].

V.6 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté une nouvelle technique de réduction du « PAPR » pour des signaux OFDM qui ont des fortes fluctuations en amplitude dans un contexte d'amplification non-linéaire de ces signaux.

Cette nouvelle technique se base sur l'écrêtage inversible plus filtrage en émission avant l'amplificateur de puissance et sur l'inversion de cette fonction d'écrêtage en réception. Cela nous permet de masquer la non-linéarité du « PA » par celle de l'écrêtage (réduction du « PAPR »). Ensuite l'inversion compense la plupart des distorsions introduites par la fonction d'écrêtage.

Une analyse sur le positionnement de l'écrêtage nous a permis d'écrêter le signal OFDM et de le filtrer (réduction de l'« ACPR ») en bande de base en choisissant une fonction d'écrêtage et son inverse de type polynomial.

Ensuite nous avons mesuré les performances de la chaîne de transmission complète en termes de « PAPR », « ACPR », « BER » et « EVM » aux endroits les plus intéressants sur la chaîne. Différents cas de figure ont été étudiés.

Le système d'écrêtage fonctionne très bien en absence du canal bruité et sans amplificateur de puissance. Le gain d'inversion sur le « BER » et l'« EVM » sont importants. Par exemple, le gain en « BER » est d'un rapport de 100 ainsi que le gain en « EVM » est de 6.4 dB pour un « CR » de 0.9 [§ V.3.2.1]. Si on considère que dans ce contexte la réduction du « PAPR » vaut 2 dB [§ V.3.2.1, cf. fig. V.44], alors cela confirme aussi que l'écrêtage inversible est une bonne méthode de réduction de fluctuations d'enveloppe du signal OFDM.

Malheureusement, la présence d'un canal bruité va dégrader les performances de ce système d'écrêtage [§ V.3.2.2]. Ceci est normal car la fonction d'inversion à la réception inverse aussi le bruit additif.

Une analyse similaire a été alors menée dans le même contexte en ajoutant cette fois ci l'amplificateur de puissance [§ V.3.3]. Cela nous a enfin permis de confirmer le masquage de la non-linéarité du « PA » et d'évaluer le gain en « IBO » sur une chaîne de transmission complète : écrêtage inversible polynomial, filtrage, amplificateur de puissance, canal bruité et inversion.

Nous avons donc pu tracer les courbes du « BER » et de l'« EVM » en fonction de l'« IBO » et du Eb/No [§ V.3.3.2]. Ensuite, une dernière analyse [§ V.5] nous a permis de quantifier le gain en « IBO » dû au système d'écrêtage inversible dans un contexte plutôt réaliste (présence d'un canal bruité). Le système d'écrêtage inversible permet alors une réduction de l'« IBO » égale à 1 dB.

Cela va avoir un impact sur le rendement du « PA » car une réduction de l'« IBO » équivaut à se rapprocher de la zone de saturation du « PA » avec une augmentation de son rendement. Ainsi, le gain en rendement est égal à 3.5% tandis que le gain en consommation est de 11%, résultat très appréciable sachant que ce composant représente l'étage qui consomme le plus en énergie.

Chapitre VI

Conclusions et Perspectives

Nous nous sommes intéressés aux applications dites haut débit pour les terminaux mobiles 3G+/4G. Les nouvelles technologies permettant d'atteindre des débits élevés en transfert de données, se basent sur les procédés de modulation multiporteuses de type OFDM où les N sous-porteuses sont orthogonales entre elles.

Ces modulations multiporteuses (OFDM) présentent un « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR ») élevé en exigeant un amplificateur de puissance linéaire. Cela a un impact non négligeable sur la consommation du « PA » en émission si on veut atteindre des performances en « Bit Error Rate » (« BER ») et en « Error Vector Magnitude » (« EVM ») acceptables pour le système de transmission.

Il est donc nécessaire de réduire le « PAPR » du signal à amplifier. Différentes techniques sont proposées dans la littérature [PAL2005a] parmi lesquelles l'écrêtage classique plus filtrage. Cette technique nous a parue la moins complexe tout en étant cohérente avec les principales contraintes d'un système embarqué (consommation et intégration). En outre, elle garantit la compatibilité descendante, c. à d. le récepteur ne doit pas être informé du type de traitement réalisé en émission avant amplification. Nous avons ensuite amélioré cette méthode de réduction du « PAPR » afin d'avoir une qualité du signal reçu optimale (« BER » et « EVM » acceptables). Nous avons pensé d'inverser la fonction d'écrêtage en réception afin de compenser *une partie* des distorsions (Interférence Entre Symboles Non-Linéaire, IES NL) introduites en émission par l'écrêtage lui-même. On parle alors d'*écrêtage inversible* plus filtrage.

En outre, la technique d'écrêtage classique plus filtrage a été comparée à celle de l'écrêtage inversible plus filtrage. Pour le même « Clipping Ratio » (« CR »), même si la méthode classique a un effet un peu plus marqué sur la réduction du « PAPR », ses performances en « BER » et « EVM » sont beaucoup moins bonnes par rapport à la

nouvelle technique [RAG2006b]. Cela est dû à l'absence de la fonction d'inversion dans la méthode classique.

Cette nouvelle technique, l'écrêtage inversible, permet de réduire le « PAPR » du signal OFDM à amplifier et cela nous fait gagner 1 dB sur le recul (« Input Back-Off », « IBO ») du « PA » à l'émission. Ce gain sur le « IBO » est obtenu en présence d'un canal bruité et il se traduit par un gain sur le rendement du « PA ». D'ailleurs, un « IBO » plus petit veut dire que le « PA » travaille dans une zone plus proche de la saturation, et donc dans une zone à rendement plus élevé (gain en rendement égal à 3.5%). Cela va avoir un impact positif sur la consommation du « PA ». Nous arrivons à montrer que le « PA » arrive à économiser jusqu'à 11% sur sa consommation en utilisant la nouvelle technique d'écrêtage inversible plus filtrage pour les mêmes performances en « BER » (« EVM ») du système de transmission de type OFDM [RAG2006a].

Dans toute cette étude nous avons souvent parlé des non-linéarités et de la caractéristique de transfert non-linéaire du « PA ». Dans ce contexte, nous avons aussi abordé les caractéristiques du signal de sortie d'un dispositif non-linéaire (un « PA » par exemple). L'« Error Vector Magnitude » (« EVM »), le « Noise Power Ratio » (« NPR ») et l'« Adjacent Channel Power Ratio » (« ACPR ») ont été alors introduits.

Toujours dans le cas des signaux OFDM, une analyse théorique plus approfondie sur l'« ACPR » nous a permis, d'un côté de mieux étudier ce paramètre et de l'autre côté, de définir un nouveau concept de « ACPR » : le « N_ACPR » [RAGU2005]. Cette nouvelle caractéristique du signal de sortie apparaît être plus adaptée pour caractériser la remontée spectrale des lobes secondaires. Dans un dispositif non-linéaire, ce phénomène est dû aux produits d'intermodulation (IMn) générés par sa fonction non-linéaire.

Nous avons pu obtenir une expression mathématique de l'« ACPR » et du « N_ACPR » en fonction des coefficients a_i du modèle non-linéaire (polynomial) du dispositif, de l'amplitude A du signal d'entrée et du nombre N des sous-porteuses du signal OFDM. Des formules d'inversions ont été aussi déterminées. Elles permettent de calculer le rapport a_1/a_3 pour un « ACPR » donné. Cela nous aide à choisir un modèle d'amplificateur pour que l'« ACPR » ne dépasse pas un certain seuil. Il est ainsi possible de limiter le choix parmi différents amplificateurs de puissance.

Nous avons parlé du fait que le système d'écrêtage inversible compense en réception *une partie* des distorsions introduites par l'écrêtage lui-même grâce à l'inversion de sa fonction. Lorsqu'on dit *une partie* des distorsions, on veut dire que seulement les dégradations liées à l'IES non-linéaire seront compensées par la fonction d'inversion. Mais une non-linéarité génère aussi des distorsions dues aux produits d'intermodulation qui

retombent dans la bande utile du signal (bruit d'intermodulation). Ces perturbations ne seront donc pas compensées par le système d'écrêtage inversible.

L'étude de ce bruit d'intermodulation représente une des principales perspectives de ce travail de recherche. Actuellement, on trouve dans la littérature des propositions de méthodes pour réduire (voire éliminer) ce bruit d'intermodulation. On parle alors de techniques itératives [CHEN2003], [HEMM2005]. Nombreux travaux sont en cours et le projet semble être très prometteur.

En outre, l'étude des performances du système d'écrêtage inversible en présence d'un canal multitrajet avec évanouissement et des signaux de blocage en réception (« blockers ») est aussi un sujet à prendre en compte comme perspective.

Un apport supplémentaire à ce travail de recherche est représenté par une étude plus approfondie sur l'« ACPR » et le « N_ACPR ». L'analyse théorique de ces paramètres doit aussi prendre en compte le cas du signal à phase aléatoire. En outre, l'achèvement des mesures par simulation du « N_ACPR » permettra d'avoir une idée plus exhaustive sur ce nouveau paramètre.

Enfin, il serait intéressant pour la suite d'envisager une vérification expérimentale à l'aide d'un banc de mesure, qui nous permettra de confirmer les résultats de simulation. On pourra alors tester les performances et la consommation d'un amplificateur de puissance *réel* en présence de signaux OFDM traités par le système d'écrêtage inversible (système simulé).

Annexes

Annexe A

Rappels sur l'Enveloppe Complexe

L'expression de l'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ associée au signal modulé $s(t)$ est définie par l'équation suivante :

$$\tilde{x}(t) = \dot{x}(t)\, e^{-j2\pi f_c t} = (s(t) + j\hat{x}(t))\, e^{-j2\pi f_c t} \tag{A.1}$$

Ici $\dot{x}(t)$ représente le signal analytique associé à $s(t)$. Ce signal complexe a sa partie réelle qui coïncide avec le signal $s(t)$,

$$s(t) = \Re\{\dot{x}(t)\} \tag{A.2}$$

et sa partie imaginaire est égale à :

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\theta)}{t-\theta}\, d\theta \tag{A.3}$$

Le signal $\hat{s}(t)$ de l'équation (A.3) est la transformée de Hilbert de $s(t)$. Cette transformée est une opération linéaire, invariante dans le temps, définie par une fonction de transfert en fréquence $H(f)$ et une réponse impulsionnelle $h(t)$ [cf. éq. (A.4)].

$$H(f) = -j\, sign(f), \quad h(t) = \frac{1}{\pi}\, vp\left(\frac{1}{t}\right) \tag{A.4}$$

La notation $vp()$ représente la distribution valeur principale. D'après ces définitions, l'expression de l'équation (A.3) peut être vue comme le produit de convolution entre le signal $s(t)$ et la réponse impulsionnelle $h(t)$ [LOPR1992], [BAUD2002].

Annexe B

Relation entre « PAPR » en Bande de Base et en Radiofréquences

Fonction d'AutoCorrélation et Puissance

On récrit d'abord l'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ du signal modulé [cf. annexe A] en fonction des ses composantes en phase et en quadrature [cf. éq. (B.1)] et sous forme de $a(t)e^{j\theta(t)}$ [cf. éq. (B.2)].

$$\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t) \tag{B.1}$$

$$= a(t)e^{j\theta(t)} \tag{B.2}$$

où

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \tag{B.3}$$

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \tag{B.4}$$

Ensuite le signal modulé $s(t)$ peut s'écrire comme suit :

$$s(t) = \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}] = \Re[a(t)e^{j\theta(t)}e^{j\omega_c t}] = a(t)\cos(\omega_c t + \theta(t)) \tag{B.5}$$

Nous allons alors calculer les fonctions d'autocorrélation $\phi_{ss}(\tau)$, $\phi_{II}(\tau)$ et $\phi_{QQ}(\tau)$ pour les signaux $s(t)$, $I(t)$ et $Q(t)$ respectivement. Cela nous permet d'en déduire les puissances moyennes des signaux respectifs si $\tau = 0$.

On sait que la fonction d'autocorrélation se calcule de la manière suivante :

$$\phi_{ss}(\tau) = E[s(t+\tau)s^*(t)] \tag{B.6}$$

Après quelques calculs [Proakis 4 ed., cf. chap. 4], on peut montrer que les fonctions d'autocorrélation de $I(t)$ et $Q(t)$ se relient à la fonction d'autocorrélation de $s(t)$ ($\phi_{ss}(\tau)$) et à sa transformée de Hilbert ($\hat{\phi}_{ss}(\tau)$) :

$$\phi_{II}(\tau) = \phi_{QQ}(\tau) = \phi_{ss}(\tau)\cos(\omega_c\tau) + \hat{\phi}_{ss}(\tau)\sin(\omega_c\tau) \tag{B.7}$$

Si $\tau = 0$:

$$\phi_{II}(0) = \phi_{QQ}(0) = \phi_{ss}(0) \tag{B.8}$$

On sait qu'à $\tau = 0$ ces fonction d'autocorrélation correspondent aux puissances moyennes des différents signaux. Donc, la puissance du signal modulé $s(t)$ est égale à celle des composantes en phase ($I(t)$) et en quadrature ($Q(t)$) de l'enveloppe complexe.

$$P_{moy}(I) = P_{moy}(Q) = P_{moy}(s) \tag{B.9}$$

En plus depuis l'équation (B.2),

$$\begin{aligned} P_{moy}(\tilde{x}) &= E[|\tilde{x}(t)|^2] = E[|a(t)|^2] = P_{moy}(a) \\ &= E[I^2(t) + Q^2(t)] = E[I^2(t)] + E[Q^2(t)] \\ &= P_{moy}(I) + P_{moy}(Q) \end{aligned} \tag{B.10}$$

Et depuis l'équation (B.9),

$$P_{moy}(\tilde{x}) = P_{moy}(a) = 2P_{moy}(s) \tag{B.11}$$

Donc, la puissance moyenne du signal complexe en bande de base $\tilde{x}(t)$ est égale à 2 fois la puissance moyenne du signal modulé RF $s(t)$.

« PAPR »

Le « PAPR » classique (en radiofréquences) est défini comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal $s(t)$:

$$PAPR_{RF} = \frac{P_{max}(s)}{P_{moy}(s)} \tag{B.12}$$

$$= \frac{\max_{t\epsilon[0,T]} \mid s(t) \mid^2}{P_{moy}(s)} \tag{B.13}$$

et depuis l'équation (C.1),

$$PAPR_{RF} = \frac{\max_{t\epsilon[0,T]} \mid \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}] \mid^2}{P_{moy}(s)} \tag{B.14}$$

$$\tag{B.15}$$

D'après les auteurs de [PAL2005b] :

$$\mid \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}] \mid^2 \leq \mid \tilde{x}(t) \mid^2 \tag{B.16}$$

et donc

$$\max_{t\epsilon[0,T]} \mid \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}] \mid^2 \leq \max_{t\epsilon[0,T]} \mid [\tilde{x}(t)] \mid^2 \tag{B.17}$$

Et si on considère aussi que $P_{moy}(s) = 1/2.P_{moy}(\tilde{x})$ alors on en déduit depuis l'équation (B.15) que le $PAPR_{RF}$ vaut :

$$PAPR_{RF} \leq 2.\frac{\max_{t\epsilon[0,T]} \mid \tilde{x}(t) \mid^2}{P_{moy}(\tilde{x})} \tag{B.18}$$

Le deuxième terme de la équation (B.18) représente bien 2 fois le « PAPR » en bande de base ($PAPR_{BdB}$), d'où :

$$PAPR_{RF} \leq 2.PAPR_{BdB} \tag{B.19}$$

et enfin en dB,

$$PAPR_{RF}\ [dB] \leq PAPR_{BdB}\ [dB] + 3\ dB \tag{B.20}$$

Enfin, nous tenons à préciser que l'identité est atteinte lorsque les puissances instantanées en radio-fréquence et en bande de base ont le même maximum au même instant. Ceci est facilement réalisable lorsque $f_c \gg 1/T_S$ où f_c est la fréquence de la porteuse RF et T_S représente le temps symbole. Cette condition est toujours vérifiée pour les télécommunications. C'est pourquoi l'on peut affirmer qu'en pratique le $PAPR_{RF}$ $[dB]$ est égal au $PAPR_{BdB}$ $[dB]$ + 3 dB.

Annexe C

Déduction des Signaux I/Q OFDM

Considérons le système de modulation de type OFDM comme en figure C.1 et le signaux qu'y transitent $\tilde{x}(t)$, $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ et $s(t)$ définis ci-dessous.

$$\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t) \tag{C.1}$$

$$\tilde{x}_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (I_k + jQ_k)\, e^{j\,2\pi f_k t} \tag{C.2}$$

$$s(t) = \Re[\tilde{x}_{ofdm}(t)\, e^{j\,2\pi f_c t}] \tag{C.3}$$

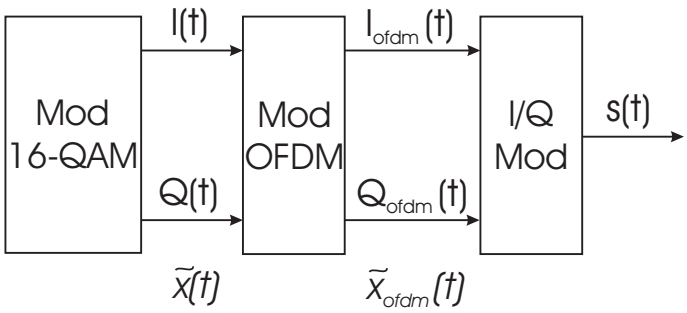


FIG. C.1. Schéma Général pour la Modulation OFDM

Si on remplace le $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ dans l'équation (C.3), alors on retrouve :

$$s(t) = \Re\left[\sum_{k=0}^{N-1} (I_k + jQ_k)\, e^{j\,2\pi f_k t}\, e^{j\,2\pi f_c t}\right] \tag{C.4}$$

Dans la suite nous laisserons tomber l'opérateur de somme pour simplifier la lecture. Alors $s(t)$ peut se récrire comme suit :

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re[(I_k + jQ_k)(\cos(2\pi f_k t) + j\sin(2\pi f_k t))(\cos(2\pi f_c t) + j\sin(2\pi f_c t))] \\ &= \Re[(I_k + jQ_k)(\cos(2\pi f_k t)\cos(2\pi f_c t) + j\cos(2\pi f_k t)\sin(2\pi f_c t) + \\ &+ j\sin(2\pi f_k t)\cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_k t)\sin(2\pi f_c t))] \end{aligned} \tag{C.5}$$

Ensuite si on prend la partie réelle, $s(t)$ devient :

$$\begin{aligned} s(t) = I_k(&\cos(2\pi f_k t)\cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_k t)\sin(2\pi f_c t)) + \\ &- Q_k(\cos(2\pi f_k t)\sin(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_k t)\cos(2\pi f_c t)) \end{aligned} \tag{C.6}$$

On fait alors réapparaître l'opérateur de somme et après multiplication, $s(t)$ est égal à :

$$\begin{aligned} s(t) = &\left(\sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos(2\pi f_k t)\right)\cos(2\pi f_c t) - \left(\sum_{k=0}^{N-1} I_k \sin(2\pi f_k t)\right)\sin(2\pi f_c t) + \\ &- \left(\sum_{k=0}^{N-1} Q_k \cos(2\pi f_k t)\right)\sin(2\pi f_c t) - \left(\sum_{k=0}^{N-1} Q_k \sin(2\pi f_k t)\right)\cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{C.7}$$

Et en regroupant les termes en $\cos(2\pi f_c t)$ et $\sin(2\pi f_c t)$, on obtient enfin :

$$\begin{aligned} s(t) = &\left(\sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos(2\pi f_k t) - Q_k \sin(2\pi f_k t)\right)\cos(2\pi f_c t) + \\ &- \left(\sum_{k=0}^{N-1} I_k \sin(2\pi f_k t) + Q_k \cos(2\pi f_k t)\right)\sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{C.8}$$

D'après cette dernière équation le signal $s(t)$ peut encore se récrire comme en équation (C.9) et les signaux $I_{ofdm}(t)$ et $Q_{ofdm}(t)$ sont ainsi déduits. Les équation (C.10) et (C.11) donnent les expressions des signaux $I_{ofdm}(t)$ et $Q_{ofdm}(t)$ respectivement.

$$s(t) = I_{ofdm}(t)\cos(2\pi f_c t) + Q_{ofdm}(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{C.9}$$

où

$$I_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1}\left(I_k \cos(2\pi f_k t) - Q_k \sin(2\pi f_k t)\right) \tag{C.10}$$

$$Q_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1}\left(I_k \sin(2\pi f_k t) + Q_k \cos(2\pi f_k t)\right) \tag{C.11}$$

Annexe D

Canal de Transmission

Un signal émis, $s(t)$, transitant sur un canal de transmission radio-fréquences subit les effets des imperfections du canal. Le signal reçu $r(t)$ peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot s(t - \tau_i)\, e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} + n(t) \tag{D.1}$$

À partir de l'équation (D.1) nous remarquons que le bruit additif, le phénomène du multitrajet et les décalages en fréquence dus à la fréquence Doppler sont pris en compte dans le modèle du canal.

De l'équation (D.1) et du schéma de la figure ci-dessous, nous en déduisons que la réponse impulsionnelle du canal (multitrajet plus Doppler) s'exprime sous la forme suivante :

$$h_D^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i)\, e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} \tag{D.2}$$

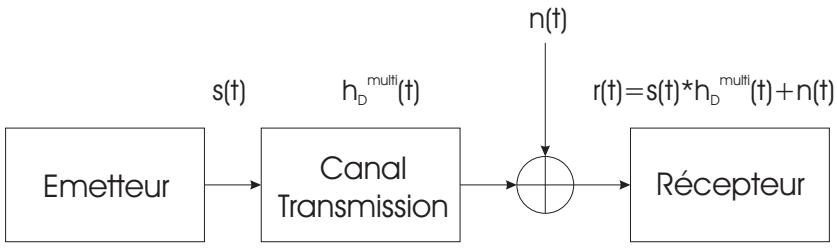


FIG. D.1. Chaîne de Transmission avec Canal

L'indice M exprime le nombre de trajets multiples ; h_i et τ_i ($0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \ ... \ \leq \tau_{M-1}$) représentent les atténuations et les retards respectivement sur chaque trajet. Les f_{D_i} et les θ_i sont les fréquences Doppler et les phase associées respectivement à chaque chemin. Les valeurs de h_i sont les amplitudes du signal reçu sur les différents trajets et elles peuvent être distribuées selon des lois de probabilité comme la loi de Rayleigh, la loi Gaussienne ou la loi Rician. Ensuite le terme $n(t)$ représente le bruit additif dans le canal de transmission.

D.1 Le Bruit Blanc Gaussien Additif

Le bruit blanc gaussien additif (« Additive White Gaussian Noise », « AWGN ») est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques. Ce bruit de canal est modélisé par un signal aléatoire, $n(t)$, dont la distribution de probabilité suit la loi Gaussienne :

$$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(n-\mu)^2/2\sigma^2} \tag{D.3}$$

où $\mu = E\{n(t)\} = 0$ et $\sigma^2 = E\{[n(t) - \mu]^2\} = E\{n^2(t)\}$ représentent respectivement sa valeur moyenne et sa variance. Ensuite la densité spectrale de puissance du bruit blanc gaussien [cf. fig. I.4(a)] tient compte, par définition, de toutes les fréquences $(-\infty, +\infty)$ avec une amplitude de $N_0/2$. Dans ce cas, la puissance de bruit P_b est infinie [cf. éq. (I.6)]. Pour les applications réelles sur canaux radiofréquences, on utilise la densité spectrale de bruit filtré sur fréquence porteuse [cf. fig. I.4(b)] dont la puissance P_b^F est donnée en équation (I.7).

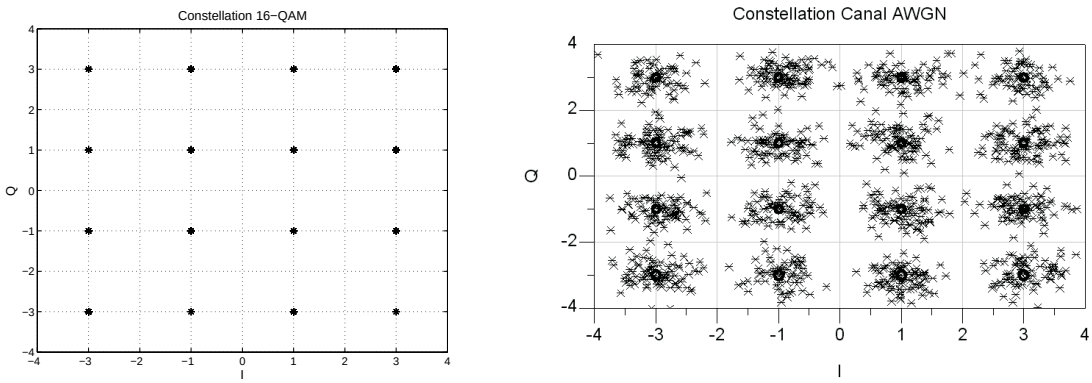
Ce signal de bruit s'ajoutant au signal émis $s(t)$, il dégrade les performances en « BER » du signal reçu $r(t)$ [cf. éq. (D.1)]. Ensuite, de façon générale la probabilité d'erreur $p(e)$ dans un canal gaussien est égale à :

$$p(e) = \frac{K-1}{K} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{K-1}\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \tag{D.4}$$

où K représente le nombre de niveaux de la modulation en question, $\operatorname{erfc}(x)$ est la fonction complémentaire d'erreur [cf. éq. (D.5)] et SNR est le rapport signal à bruit (« Signal to Noise Ratio »).

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t} dt \tag{D.5}$$

À titre d'exemple la figure D.2 présente une constellation pour une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d'un canal « AWGN ». L'effet du bruit blanc gaussien additif a un impact juste sur l'amplitude du signal émis en étalant ainsi les points de la constellation.



(a) Émission (b) Réception

FIG. D.2. Dégradation due au Canal « AWGN » sur une Constellation 16-QAM

D.2 Les Multitrajets

Les réflexions du signal émis par les obstacles présents dans le canal gênèrent en réception une multitude de signaux qui interfèrent entre eux (Interférence Entre Symboles, IES). Ces signaux (échos), représentés par le signal émis retardé et atténué, arrivent donc au récepteur par des chemins différents, d'où le concept de multitrajet.

Le signal $s(t)$ traversant un tel type de canal s'écrit en réception sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot s(t - \tau_i)\, e^{j\theta_i} \tag{D.6}$$

En considérant que $r(t) = s(t) * h^{multi}(t)$, on en déduit que la réponse impulsionnelle du canal est égale à :

$$h^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i)\, e^{j\theta_i} \tag{D.7}$$

avec M le nombre de trajets multiples, τ_i les retards ($0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \ ... \ \leq \tau_{M-1}$), h_i les amplitudes et θ_i les phases associés à chaque trajet. En outre nous supposons

que les amplitudes h_i sont distribuées selon la loi de Rayleigh exprimée ci-dessous et tracée dans la figure D.3 :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp[-\frac{r^2}{2\sigma^2}] & \text{pour } r \geq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{D.8}$$

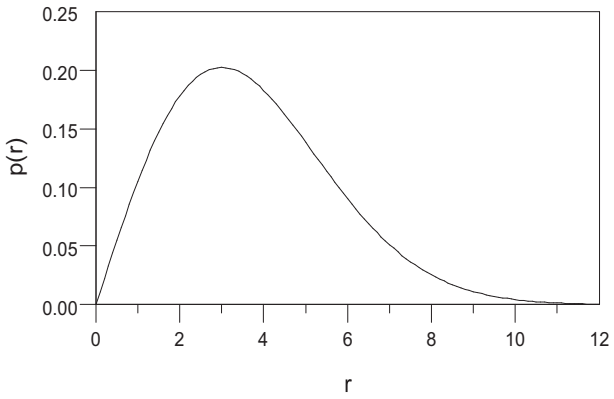


FIG. D.3. Distribution de Rayleigh des Coefficients h_i

Au plus long des chemins parcouru par le signal émis, on associé un retard maximal au-delà du quel les amplitude h_i deviennent très petites et donc négligeables. À partir de ce retard maximal qu'on appelle τ_{MAX}, alors l'IES est minimisée si :

$$T_S \gg \tau_{MAX} \tag{D.9}$$

Si nous passons en domaine fréquentielle, alors nous pouvons définir la bande de cohérence du canal. Cette bande représente l'ensemble des fréquences pour lesquelles l'amplitude du spectre du signal transmis est modifiée de la même manière et elle est inversement proportionnelle au retard maximal, comme montre l'équation (D.10) :

$$B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{MAX}} \tag{D.10}$$

Cette notion de bande de cohérence nous introduit à la sélectivité en fréquence du canal. Si B_{coh} est supérieure à la bande passante du signal (cas (b) figure D.4) alors on dit que le canal est peu sélectif en fréquence et que sa réponse fréquentielle est suffisamment plate pour la gamme de fréquences du signal transitant. Autrement le canal est sélectif (cas (a) figure D.4). Le tableau D.1 nous résume les caractéristiques principales du canal vis-à-vis de l'IES et de la sélectivité en fréquence.

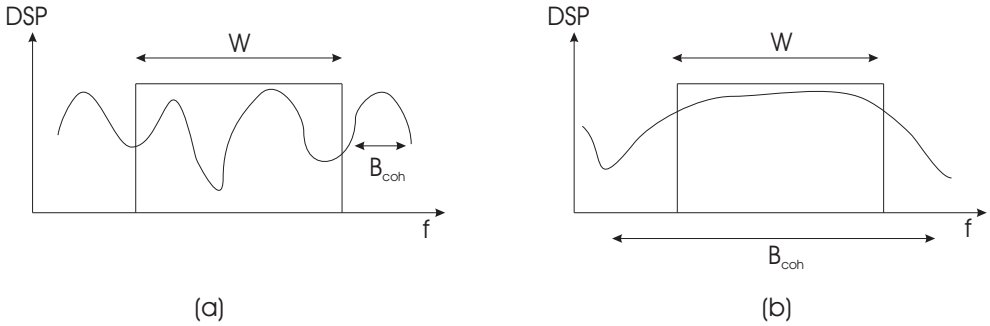
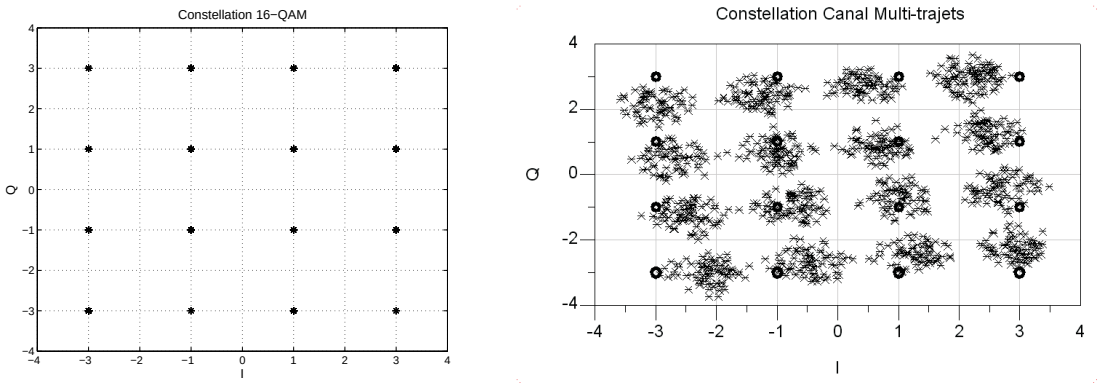


FIG. D.4. Sélectivité Fréquentielle du Canal de Transmission

	OUI	NON
IES	$\tau_{MAX} > T_S$	$\tau_{MAX} \ll T_S$
SELECTIV.	$B_{coh} < W$	$B_{coh} \gg W$

TAB. D.1. Conditions pour l'IES et la Sélectivité Fréquentielle

À titre d'exemple la figure D.5 présente la constellation d'une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d'un canal multitrajet.



(a) Émission (b) Réception

FIG. D.5. Dégradation due au Canal Multitrajet sur une Constellation 16-QAM

Le canal multitrajet introduisant une atténuation et un déphasage ainsi qu'un retard sur chaque parcours, alors la constellation à la réception résulte retournée du déphasage introduit et les points s'étalent à cause de la distribution de Rayleigh des coefficients d'atténuation.

D.3 Le Doppler

L'effet Doppler est un phénomène physique lié à la vitesse $\overrightarrow{v}$ de déplacement d'un terminal mobile. Cette vitesse introduit une translation fréquentielle proportionnelle à son module, $|\overrightarrow{v}|$. Le récepteur R [cf. fig. D.6] voit une longueur d'onde égale à $\lambda_c = cT$ et une fréquence $f_c = 1/T$. Si ce récepteur se déplace à une vitesse $\overrightarrow{v}$ vers le point R' alors la longueur d'onde qu'il voit n'est plus λ_c mais $\lambda_c' = cT + |\overrightarrow{v}| \cos\alpha\, T$, où c est la vitesse de la lumière dans le vide et α l'angle entre la direction de $\overrightarrow{v}$ et la direction de transmission de l'onde électromagnétique. D'où on en déduit la fréquence apparente, f_c' , du signal en réception sur le terminal R' :

$$f_c' = c/\lambda_c' \tag{D.11}$$

$$= \frac{f_c}{1 + \frac{|\overrightarrow{v}|\cos\alpha}{c}} \tag{D.12}$$

$$\approx f_c\left(1 - \frac{|\overrightarrow{v}|\cos\alpha}{c}\right) \tag{D.13}$$

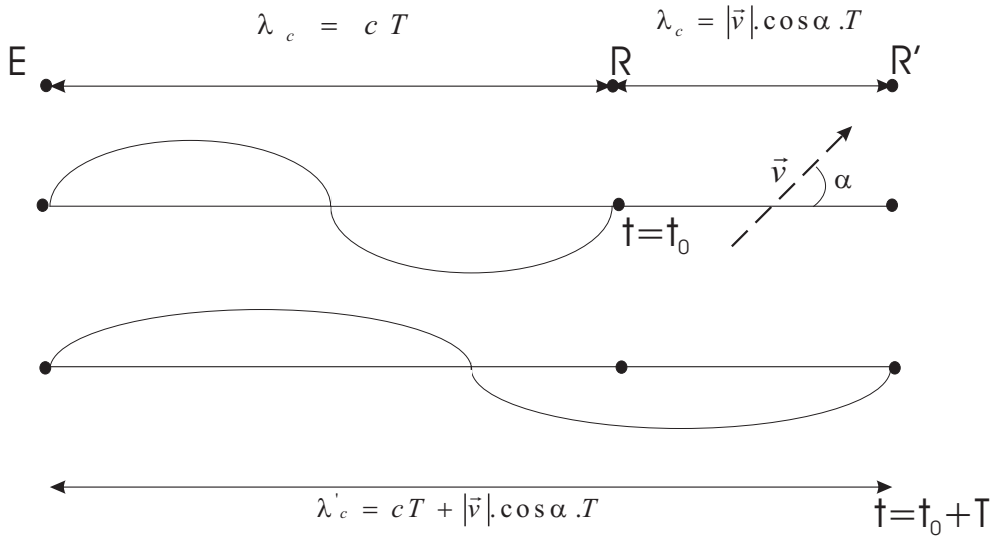


Fig. D.6. Translation Fréquentiel dans l'Effet Doppler

Le passage de l'équation (D.12) à l'équation (D.13) est justifié par une approximation du second ordre car $|\overrightarrow{v}|\cos\alpha$ est négligeable devant c. De la formule (D.13) on en déduit donc la fréquence Doppler, f_D , qui est égale à :

$$f_D = \frac{f_c}{c}|\overrightarrow{v}|\cos\alpha = \frac{|\overrightarrow{v}|}{\lambda_c}\cos\alpha \tag{D.14}$$

Dans un contexte beaucoup plus réel, l'onde électromagnétique émise arrive au récepteur mobile par des trajets multiples car l'onde est réfléchie par les obstacles présents dans le canal de transmission. L'onde reçue est, donc, la superposition de M ondes incidentes (échos) sous des angles α_i quelconques. Les α_i représentent les angles entre la direction de déplacement du mobile et la direction de l'onde incidente, pour chaque trajet. Donc, chaque écho subit une translation en fréquence due à l'effet Doppler égale à :

$$f_{D_i} = \frac{|\vec{v}|}{\lambda_c} \cos \alpha_i \tag{D.15}$$

À la réception, cette superposition d'ondes transplantées génère, autour de chaque raie spectrale f_c, une distribution d'énergie sur une bande de fréquence égale à deux fois la translation fréquentielle maximale due à l'effet Doppler :

$$B_D = 2 \cdot \frac{|\vec{v}|}{\lambda_c} \tag{D.16}$$

Le spectre Doppler résultant a une allure à « U » [JAKE1974], il est donné par l'équation (D.17) et il se présente comme en figure D.7.

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - (\frac{\nu}{f_D})^2}} \tag{D.17}$$

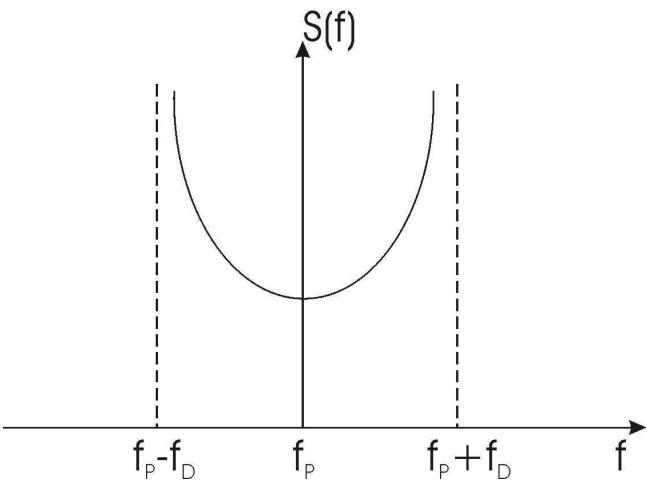


Fig. D.7. Distribution Spectrale Doppler

En réception, nous retrouvons donc l'expression générale du signal reçu donnée en équation (D.1) que nous rappelons ci-dessous :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot s(t - \tau_i)\, e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} \tag{D.18}$$

d'où la réponse impulsionnelle du canal,

$$h_D^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i)\, e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} \tag{D.19}$$

Ensuite à partir de la fréquence Doppler, f_D, nous pouvons définir dans le domaine temporel la notion de temps de cohérence, T_{coh} [cf. éq. (D.20)] qui représente l'intervalle pendant lequel les variations temporelles du canal sont négligeables :

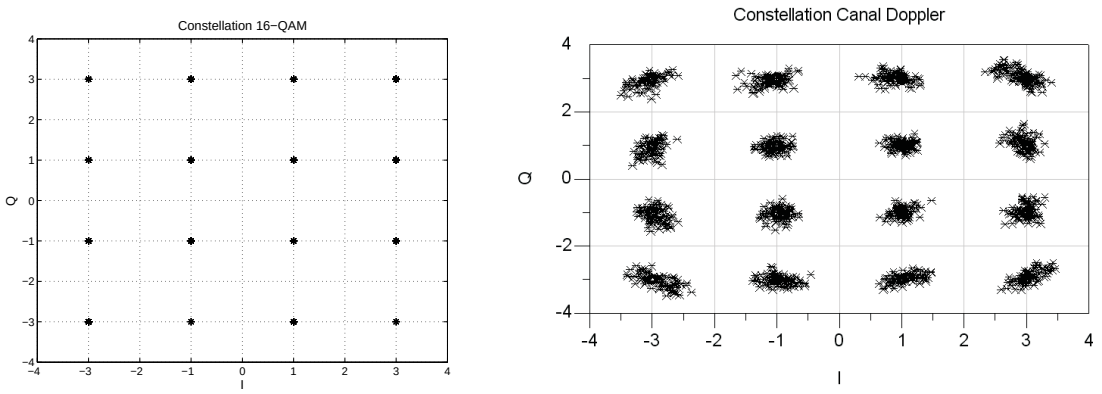
$$T_{coh} \approx \frac{1}{f_D} \tag{D.20}$$

Le terme T_{coh} traduit en quelque sorte la vitesse de variation du canal. Ainsi, pour éviter toute sélectivité temporelle sur un symbole émis, il faudrait avoir un temps de cohérence supérieur au temps symbole noté T_S.

Donc de façon générale l'expression de l'équation (D.21) doit être respectée afin de minimiser les effet des perturbation (multitrajets et Doppler) dans le canal de transmission :

$$\tau_{MAX} \ll T_s \ll T_{coh} \tag{D.21}$$

À titre d'exemple la figure D.8 présente la constellation d'une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d'un canal Doppler. La mobilité de l'antenne réceptrice introduit une dégradation de type Doppler qui agit instant par instant sur la phase et l'amplitude des points de la constellation.



(a) Émission (b) Réception

FIG. D.8. Dégradation due au Canal Doppler sur une Constellation 16-QAM

Remarque : Dans les paragraphes précédents nous avons introduit les notions de sélectivité temporelle et fréquentielle du canal. Ci-dessous, le tableau D.2 résume les paramètres qui interviennent lorsqu'on parle de sélectivité temporelle et fréquentielle.

Sélectivité Temporelle $\Leftrightarrow T_{coh} \approx \frac{1}{f_D}$
Sélectivité Fréquentielle $\Leftrightarrow B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{MAX}}$

TAB. D.2. Paramètres de la Sélectivité Temporelle et Fréquentielle

Le tableau D.3 présente les conditions à respecter afin de minimiser l'IES, la sélectivité temporelle et celle fréquentielle.

IES et Sélect. temp. minimales : $\tau_{MAX} \ll T_s \ll T_{coh}$
Sélect. fréq. minimale : $B_{coh} \gg W$

TAB. D.3. Conditions pour Minimiser l'IES, la Sélectivité Temporelle et Fréquentielle

Annexe E

Standards ETSI HiperLAN II et IEEE 802.11a/g

E.1 ETSI HiperLAN II

Dans le standard ETSI HiperLAN II, nous retrouvons bien une couche physique indépendante (« PHY ») et une couche « DLC » (« Data Link Control ») ainsi qu'un paquet de couches de convergence « CL » (« Convergence Layers ») pour assurer l'interopérabilité avec d'autres standards comme Ethernet, « PPP-IP » (« Point to Point Protocol IP »), « ATM » (« Asynchronous Transfer Mode »), « UMTS » (« Universal Mobile Telecommunication Standard ») et IEEE 1394.

L'architecture basée couches (modèle ISO, « International Standard Organisation ») d'un tel système est représentée dans la figure E.1 où nous retrouvons aussi le « RLC » (« Radio Link Control ») et le « LEC » (« Logical Error Control »).

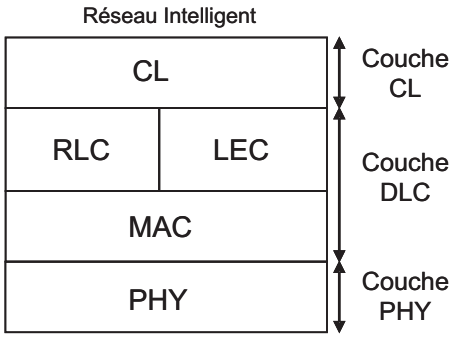


FIG. E.1. Structure Simplifiée d'une Architecture Multicouches - HiperLAN II

E.1.1 Généralités sur la Couche « MAC »

Les mécanismes d'accès au support [ETSI2000] sont basés sur une communication de type « TDD/TDMA » (« Time Division Duplex/Time Division Multiple Access ») en utilisant une trame de 2 *ms*. Le contrôle se fait au niveau du point d'accès « AP » (« Access Point ») qui communique avec les terminaux mobiles afin qu'ils puissent envoyer les données. En outre, les « slots » temporels sont alloués de façon dynamique en fonction du besoin des ressources en transmission.

Un burst MAC de HiperLAN II est composé par plusieurs trames [cf. fig. E.2] qui contiennent différents champs [DOUF2000] :

« BCH » : le « **B**roadcast **CH**annel » est utilisé par le point d'accès (« AP ») pour envoyer à tous les terminaux mobiles (« MTs ») de sa cellule des informations pour s'identification et pour la gestion de puissance.

« FCH » : le « **F**rame **CH**annel » est envoyé par le « AP » au « MT » pour l'informer de l'allocation des ressources dans la trame « MAC », par exemple de la durée d'un « slot » pendant lequel le terminal peut émettre.

« ACH » : s'il y a eu collision pendant la phase de connexion, l'« AP » utilise le « **A**ccess feedback **CH**annel » pour informer le « MT » demandeur de la connexion.

« DL » : le « **D**own**L**ink » représente la transmission de données en voie descendante, c. à d. de l'« AP » vers le « MT ».

« DiL » : le « **Di**rect **L**ink » représente la transmission de données en voie directe, c. à d. entre deux «MTs».

« UL » : le « **U**p**L**ink » représente le transmission de données en voie montante, c. à d. du « MT » vers l'« AP ».

« RCH » : le « **R**andom **CH**annel » spécifie l'accès aléatoire du terminal mobile au canal de transmission sous requête d'envoie des données.

Dans les phases de transmission en voie descendante, directe et montante les données sont transportées en paquets « PDU » (« Protocol Data Unit ») nommés « Long PDUs » et « Short PDUs ».

Le « Long PDU » [cf. fig. E.3] a une taille de 54 octets et il contient les données de l'utilisateur ou de contrôle. Les données utiles transmises ont une longueur de 49.5 octets et les restants 4.5 octets sont dédiés aux champs « frame type » (2 bits), « sequence number » (« SN », 10 bits) et « cyclic redundancy check » (« CRC », 3 octets).

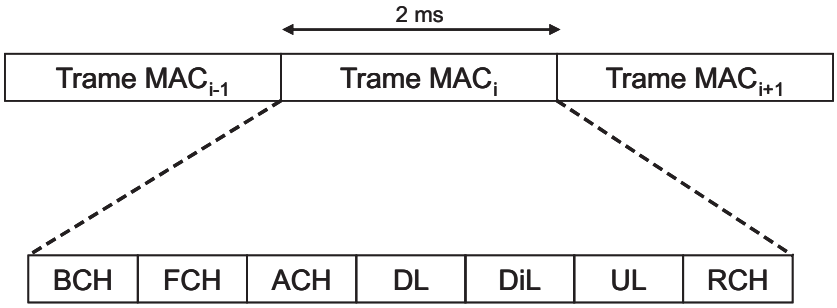


FIG. E.2. Trame « MAC » pour HiperLAN II

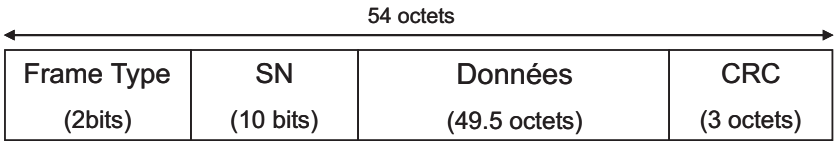


FIG. E.3. Format du « Long PDU »

Le « Short PDU » [cf. fig. E.4] contient juste les données de contrôle (requête de ressources (RR), acquittements, etc...) et il a une taille de 9 octets.

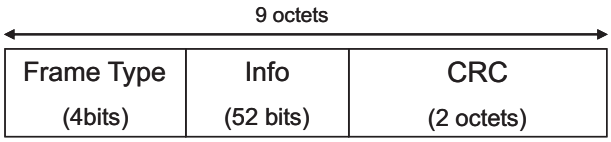


FIG. E.4. Format du « Short PDU »

Les champs du « Long PDU » et « Short PDU » sont présentés ci-dessous :
- **« Info »** contient une information de contrôle,
- **« Sequence Number (SN) »** est utilisé par la fonction de contrôle d'erreur (EC),
- **« Cyclic Redundancy Check (CRC) »** est employé pour la détection d'erreur.

E.1.2 Généralités sur la Couche « PHY »

La couche physique de HiperLAN II [ETSI2001] utilise l'OFDM comme procédé de modulation [§ II.2.2.3]. La fréquence de la porteuse RF est de 5 GHz dans la bande « U-NII » (« Unlicensed National Information Infrastructure ») et nous distinguons deux sous bandes dites bande inférieure à 8 canaux et bande supérieure à 11 canaux. L'espacement entre les canaux est de 20 MHz.

Il existe différents modes de transmission qui sont sélectionnés à l'aide du mécanisme dit « link adaptation ». Ces modes sont présentés dans le tableau E.1 qui résume aussi les modes de transmission de la norme IEEE 802.11a [§ II.3.3]. Ces modes sont communs aux deux normes sauf les 5, 7 et 8 où les notes *(11a)* et *(h2)* indiquent que le mode est relatif au standard IEEE 802.11a ou au standard ETSI HiperLAN II respectivement.

Mode	**Modul.**	**Coding Rate** (R)	**Débit théorique** [Mbps]	**Bits Codées par SP**[1]	**Bits Codés par symbole OFDM**	**Bits données par symbole OFDM**
1	BPSK	1/2	6	1	48	24
2	BPSK	3/4	9	1	48	36
3	QPSK	1/2	12	2	96	48
4	QPSK	3/4	18	2	96	72
5 *(h2)*	16QAM	9/16	27	4	192	108
5 *(11a)*	16QAM	1/2	24	4	192	96
6	16QAM	3/4	36	4	192	144
7 *(h2)*	64QAM	3/4	54	6	288	216
7 *(11a)*	64QAM	2/3	48	6	288	192
8 *(11a)*	64QAM	3/4	54	6	288	216

Tab. E.1. Modes de Transmission - HiperLAN II et 802.11a

Chaque symbole OFDM contient 52 sous-porteuses dont 48 sont dédiées à la partie Données représentant les bits d'information transmise et 4 dédiées à la partie Pilote représentant les bits de référence pour la détection et la correction d'éventuels offsets en fréquence au niveau de la porteuse RF. Le symbole OFDM de durée T_U (3.2 μsec) est précède par l'intervalle de garde Δ (0.8 μsec ou 0.4 μsec). Cet intervalle de garde n'est que la copie de la partie finale du symbole OFDM [cf. fig. E.5].

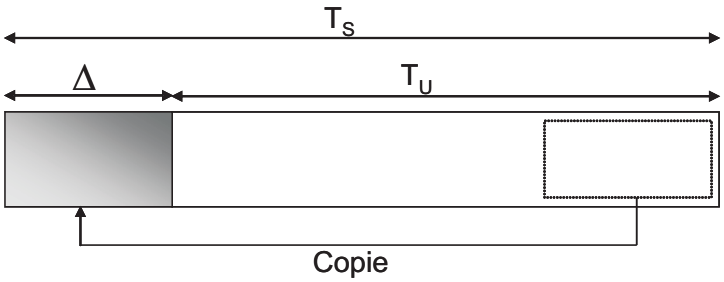


Fig. E.5. Symbole OFDM avec Intervalle de Garde

Les valeur numériques des paramètres du procédé OFDM sont donnés dans le tableau E.2.

Paramètre	**Valeur**	
$f_S = 1/T$: Vitesse d'échantillonnage	20 MHz	
T_U : Durée utile du symbole OFDM	64×T 3.2μsec	
Δ : Durée de l'intervalle de garde	16×T 0.8μsec (obligatoire)	8×T 0.4μsec (optional)
T_S : Durée totale du symbole OFDM	80×T 4μsec ($T_U + T_{\text{CP}}$)	72×T 3.6μsec ($T_U + T_{\text{CP}}$)
N_{SD} : Nombre de SP[1] données	48	
N_{SP} : Nombre de SP[1] pilotes	4	
N_{ST} : Nombre de SP[1] total	52 ($N_{\text{SD}} + N_{\text{SP}}$)	
ΔF : espacement entre SP[1]	0.3125 MHz (= $1/T_U$)	

Tab. E.2. Paramètres du Procédé OFDM - HiperLAN II

Le temps T représente le temps d'échantillonnage après $IFFT/FFT$. Si nous prenons une FFT à 64 points alors T est égal à 50 $n$sec, c. à d. $T_U = 3.2\ \mu$sec divisé par 64 points. Ensuite si nous considérons le mode n° 6, nous pouvons alors vérifier à titre d'exemple que les 4 bits codés par sous-porteuse multipliés par les 48 sous-porteuses de Données est égal à 192 bits codés par symbole. Puis ces 192 bits codés multipliés par 3/4 donne 144 bits utiles de données par symbole. Ces derniers bits sont donc transportés par un symbole OFDM de durée égale à 4 μsec, d'où le débit du mode n° 6 égal à 36 Mbps. L'équation suivante récapitule ces calculs :

$$D_6 = 4 * 48 = 192 * \frac{3}{4} = 144 * \frac{1}{4\ \mu sec} = 36\ Mbps \tag{E.1}$$

Le système HiperLAN II prévoit cinq différents types de « bursts » pour la couche physique. Chacun de ces « bursts » est représentatif du type de communication entre les points d'accès et les terminaux mobiles (« broadcast », voie descendante, voie montante, etc...).

Dans tous les cinq cas, le « burst » se compose de deux parties : le préambule et le « PDU » [cf. fig. E.6]. Le préambule, formé d'un champ dit « short OFDM symbols »

[1]**SP** : Sous-Porteuses

et d'un champ dit « long OFDM symbols », est utilisé principalement pour la synchronisation et pour l'estimation du canal [KHUN2000]. Dans le « PDU » nous retrouvons les données transmises ainsi que d'autres champs complémentaires.

FIG. E.6. Format du « Burst » Physique - HiperLAN II

Ici, le format de donnée utile [cf. fig. E.7] avec une durée égale à $N_{\text{SYM}} \times T_S$ où N_{SYM} est le nombre de symboles OFDM transmis, reste toujours le même tandis que le format du préambule varie en fonction du type de communication.

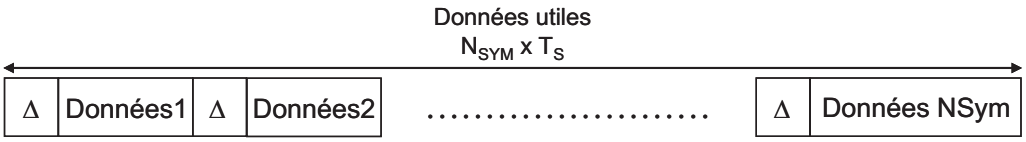


FIG. E.7. Format Données Utiles - HiperLAN II

Les différents types de préambules physiques sont listés ci-dessous :

1. **Mode broadcast**

   Ce préambule est formé de 10 « short OFDM symbols » (8 μsec) et de 2 « long OFDM symbols » avec un intervalle de garde Δ (8 μsec) [cf. fig. E.8]. Il est utilisé par l'« AP » pour la synchronisation des trames, pour le contrôle de la puissance, pour la synchronisation en fréquence et pour l'estimation canal.

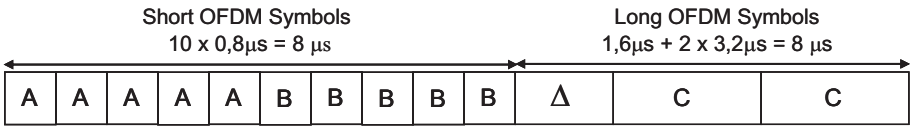


FIG. E.8. Format du Préambule en Mode « Broadcast » - HiperLAN II

Les « short OFDM symbols » sont des symboles OFDM particuliers (A et B) formés de 16 échantillons au lieu des 64 utilisés pour le symbole OFDM et ils contiennent 12 sous-porteuses. Les « long OFDM symbols » sont deux symboles OFDM standards (C) [ETSI2001].

2. **Mode voie descendante**

   Ce préambule a une durée de 8 μsec et il se compose que de deux « long OFDM symbols » (C) de 3.2 μsec avec un intervalle de garde Δ de 1.6 μsec. Dans ce mode de transmission le préambule est employé seulement pour l'estimation du canal.

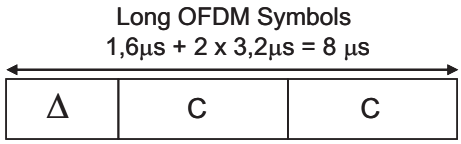


FIG. E.9. Format du Préambule en Mode Voie Descendante - HiperLAN II

3. **Mode voie montante**

   – *Préambule court*

   Le préambule court a une durée de 12μsec. Il contient cinq « short OFDM symbols » d'une durée totale de 4 μsec et le champ « long OFDM symbols » de durée égale à 8 μsec.

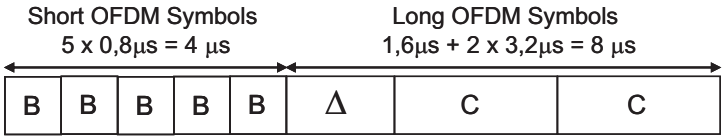


FIG. E.10. Format du Préambule Court en Mode Voie Montante - HiperLAN II

   – *Préambule long*

   Le préambule long a une durée de 16 μsec. Nous retrouvons les dix « short OFDM symbols » d'une durée totale de 8 μsec et le champ « long OFDM symbols » de durée égale à 8 μsec.

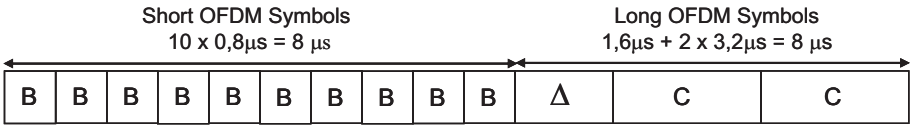


FIG. E.11. Format du Préambule Long en Mode Voie Montante - HiperLAN II

Dans les deux cas, ces signaux servent à l'estimation du canal et des offsets en fréquence. L'« AP » choisit entre les deux types de préambules en fonction des performances en réception du terminal mobile.

4. **Mode voie directe**

   Les caractéristiques de ce préambule restent les mêmes que celles du préambule long en mode voie montante [cf. fig. E.11].

E.2 IEEE 802.11a/g

La norme 802.11a définit les couches basses du modèle ISO, c'est-à-dire une couche physique indépendante (« PHY ») et une couche de contrôle d'accès au support (« MAC »). La figure E.12 nous montre cette architecture basée couches.

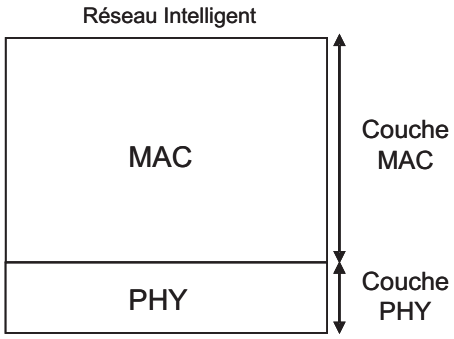


FIG. E.12. Structure Simplifiée d'une Architecture Multicouches - 802.11a

E.2.1 Généralités sur la Couche « MAC »

Le mécanisme d'accès au support (« medium ») [IEEE1999] est basé sur le « Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance » (« CSMA/CA »). Le terminal mobile "écoute" le canal et, dès qu'il est libre, il démarre la communication. S'il y a collision entre les paquets envoyés alors le terminal doit attendre une période de durée aléatoire (« random back-off time ») avant de renvoyer les données. La couche « MAC » prévoit aussi le « Logical Error Control » (« LEC ») avec et sans acquittement (« ACK »). Un « Cyclic Redundancy Code » (« CRC ») est utilisé pour la détection d'erreur.

Le standard IEEE 802.11a prévoit une trame « MAC » de Données à longueur variable et deux trame « MAC » de contrôle [cf. fig. E.13]. Ces deux dernières sont employées pour l'établissement de la liaison et pour l'acquittement.

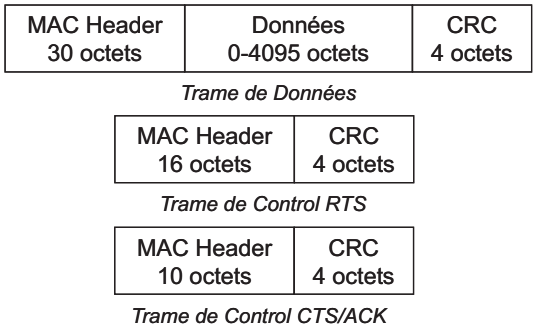


FIG. E.13. Trames « MAC » - 802.11a

E.2.2 Généralités sur la Couche « PHY »

La couche physique du standard IEEE 802.11a a des caractéristiques très similaires à celles du standard HiperLAN II. Le procédé de modulation reste toujours l'OFDM [§ II.2.2.3]. La fréquence de la porteuse RF est de 5 GHz dans la bande « U-NII » et nous distinguons deux sous bandes dites bande inférieure et bande supérieure, chacune à 4 canaux. L'espacement entre les canaux est de 20 MHz. Pour les modes de transmission se référer au tableau E.1. Les paramètres du procédé OFDM sont présentés dans le tableau II.3. Le format de la trame physique 802.11a est montré en figure E.14.

FIG. E.14. Trame Physique - 802.11a

Le standard 802.11a, à la différence de HiperLAN II, ne prévoit pas différents formats pour le préambule. Ici le préambule se compose de 12 symboles OFDM : 10 « short training » symboles (t_1, ... t_{10}) et 2 « long training » symboles (T_1, T_2) [cf. fig. E.15].

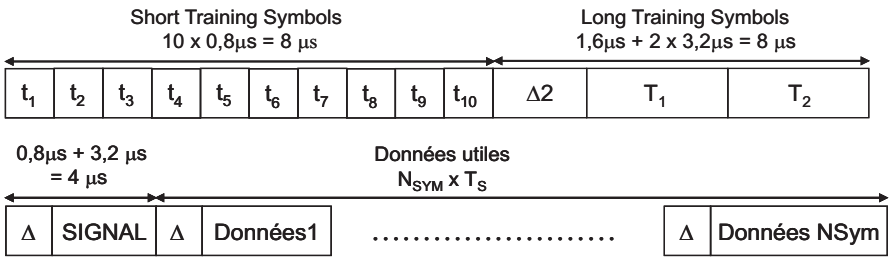


FIG. E.15. Détails Trame Physique - 802.11a

Chaque « short training » symbole est formé de 16 échantillons pour une durée de 0.8 μsec. En totale les « short training » symboles ont, donc, une durée de 8 μsec. Comme pour HiperLAN II, nous retrouvons dans ces symbole 12 sous-porteuses. Chaque « long training » symbole est un symbole OFDM standard, chacun de durée égale à 3.2 μsec avec un intervalle de garde Δ de durée égale à 1.6 μsec. Les « long training » symboles ont, donc, une durée totale de 8 μsec. Ainsi, le préambule a une durée de 16 μsec. Ensuite, le champ « SIGNAL » est composé d'un symbole OFDM (3.2 μsec) BPSK avec intervalle de garde (0.8 μsec) et il contient les bits concernant le choix du débit, la longueur du « PSDU » (« Physical Service Data Unit »), etc... . Le champ Données contient N_{SYM} symboles OFDM, chacun avec intervalle de garde.

La modulation numérique de ces données est choisie en fonction du débit à atteindre et le N_{SYM} est déterminé à partir de l'équation suivante :

$$N_{\mathrm{SYM}} = Ceiling((16 + 8 \times LENGTH + 6)/N_{\mathrm{DBPS}}) \tag{E.2}$$

où « LENGTH » est le nombre d'octets (1-4095) du « PSDU » et N_{DBPS} est le nombre de bits de données par symboles OFDM [cf. tab. E.1].

En 2001 on voyait apparaître une nouvelle proposition de standard pour les WLANs : le IEEE 802.11g [IEEE2003]. L'idée était d'utiliser le système haut débit du standard IEEE 802.11a basé sur la modulation OFDM dans la bande de fréquence des 2.4 GHz (« ISM », « Industrial, Scientific, Medical »). Cela dit, les caractéristiques d'un tel système restent les mêmes que celles du standard IEEE 802.11a présenté ci-dessus, sauf la fréquence de la porteuse RF.

Annexe F

Outil « ADS » : Niveau Système

Le logiciel de simulation « ADS » (« Advanced Design Systems ») de « Agilent Technologies » [AGIL2005] est souvent utilisé dans la conception et l'analyse d'un système d'émission/réception permettant de réaliser des simulations au niveau système ainsi que des simulations au niveau circuit. S'il le faut, le concepteur a aussi à disposition un environnement mixte où il peut simuler le système et le circuit au même temps en utilisant deux moteurs de simulations différents.

« ADS » est un environnement de simulation comprenant la saisie des schémas, des moteurs de simulation circuit et système, un éditeur de « layout », des modèles de composants, des bibliothèques de fondeurs et des traducteurs pour l'interface avec d'autres outils. Dans « ADS », on peut distinguer deux grandes familles de simulateurs : système et circuit. De plus, la co-simulation de ces deux familles de simulateurs est possible.

Dans la suite de cet annexe, nous allons présenter les principales caractéristiques de cet outil. Ayant réalisé des simulations au niveau système, nous allons alors nous intéressés juste des moteurs de simulation de type système. Le lecteur intéressé par la partie circuit peut toujours se référer à la documentation de « ADS » qu'on retrouve facilement en se connectant au site internet de « Agilent Technologies » [AGIL2005].

Le principal simulateur au niveau système est représenté par « Ptolemy » qui se charge essentiellement de l'analyse des parties numériques du système. En plus des modèles de système et de circuit RF, « ADS »fournit une bibliothèque de modèles d'antennes et de propagation utilisable par « Ptolemy ». Ces modèles permettent de simuler les effets des trajets multiples et de fading auxquels les signaux sont confrontés dans le canal de transmission des terminaux mobiles. Ceci permet d'évaluer des systèmes de communications complets avec l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur.

F.1 « Ptolemy »

Le simulateur de traitement de signal « Ptolemy » a été créé à l'Université de Berkeley en Californie [PTOL2001], [PTOL2005]. Il représente la troisième génération d'environnement logiciel, débutée en 1990, issue des deux environnements de conception précédents, Blosim et Gabriel, qui étaient dédiés au traitement du signal numérique.

HPEEsof a ensuite développé le logiciel HP « Ptolemy » à partir de « Ptolemy » de Berkeley auquel a été ajouté de très nombreux modèles comportementaux et temporels pour la conception de systèmes de communication incluant entre autres des modèles d'antennes et des modèles de propagation. Inclus dans « ADS », HP « Ptolemy » est enrichi de la co-simulation avec les simulateurs analogiques RF de « ADS », des liens avec les instruments de test, et d'une aide.

« Ptolemy » de « ADS » est un simulateur au niveau système basé sur une technique de flot de données synchrone temporel, « Synchronous DataFlow » (« SFD ») et « Timed SFD » (« TSDF »). Le domaine « TSDF » permet de simuler les composants temporels. Il présente les avantages de la simulation RF rapide, de l'intégration avec la simulation de traitement du signal et de la co-simulation avec certains simulateurs circuits de « ADS ». Ce type de flot de données est bien adapté aux systèmes de traitement du signal synchrone, mais il ne permet pas de simuler les systèmes asynchrones.

Le simulateur « Ptolemy » permet de concevoir et de simuler des traitements de signaux numériques « DSP » (« Digital Signal Processing »), des parties RF et analogiques, autrement dit des systèmes complets comme des récepteurs et des transmetteurs, des modems, des téléphones cellulaires, des radars, etc... . La partie numérique du module « Ptolemy » permet de construire des algorithmes sophistiqués, de simuler et d'observer leurs performances grâce à une analyse de « BER » (« Bit Error Rate »), un diagramme de l'œil, une constellation ou d'autres représentations. Le module RF de « Ptolemy » est capable de prendre en compte des effets comme le point d'interception d'ordre 3 ($IP3$), le bruit de phase, les effets de « Voltage Standing Wave Ratio » (« VSWR ») dépendant de la fréquence, et les figures de bruit.

Le simulateur « Ptolemy » s'utilise avec de nombreux modèles, certains pour concevoir des algorithmes de « DSP » et d'autres pour modéliser de façon comportementale les distorsions RF et analogiques qui se produisent réellement lors du passage dans les composants analogiques et RF. Il existe trois catégories de modèles : « DSP », communications et analogique/RF.

Les modèles numériques s'utilisent pour simuler les « DSP », les algorithmes numériques, et les parties en bande de base. Dans cette catégorie, nous retrouvons alors des

multiplieurs, des additionneurs, des égaliseurs complexe, des modems, des codeurs et décodeurs, des sur-échantillonneurs et sous-échantillonneurs, des portes logiques, des registres, des compteurs, des bascules, des fonctions mathématiques, des filtres numériques FIR et IIR, etc... .

La librairie communication comprend une large gamme de blocs qui inclut des modulateurs QAM et démodulateurs, des filtres à cosinus surélevé, etc... .

Les modèles temporels représentent le comportement des composants analogiques et RF tels que les compressions de gain, les figures de bruit, et les distorsions d'intermodulation. Ce sont des codeurs et décodeurs pour modulations numériques complexes, des filtres temporels, des composants linéaires tels que délai RF, déphaseur, modulateurs et démodulateurs, des composants non-linéaires tels que des amplificateurs RF, des mélangeurs, des oscillateurs, des comparateurs de phase et des sources temporelles.

Par ailleurs, « Ptolemy » permet d'ajouter facilement des modèles décrits en langage C ou C++. Les modèles sont décrits par le nombre de leurs entrées et sorties et leurs paramètres. Le modèle est compilé, puis peut être utilisé dans le schéma de conception.

F.2 La Co-simulation

« Ptolemy » peut simuler des parties « DSP », analogique et RF au niveau comportemental. Mais, il est utile à partir de cette simulation comportementale de haut niveau d'aller vers une simulation plus fine et plus réaliste. Pour cela, l'outil « ADS » permet la co-simulation de modèles comportementaux simulés sous « Ptolemy » avec des circuits analogiques, tels qu'un amplificateur représenté au niveau circuit avec des transistors, des capacités ou toute autre partie représentée au niveau circuit, simulés avec un moteur de simulation RF/analogique (ou circuit).

La co-simulation se fait dans le même environnement et à partir du même schéma de conception. Le schéma de conception principal est simulé par « Ptolemy » et le schéma circuit est un symbole issu du schéma circuit comprenant le simulateur RF/analogique invoqué. La co-simulation permet donc de simuler ensemble des parties numériques, simulées avec Ptolemy, et des parties analogiques, simulées avec les moteurs de simulation de la partie circuit.

La co-simulation est l'un des atouts primordiaux de « ADS » par rapport aux autres outils de simulation, en fournissant un environnement commun pour spécifier les composants au niveau système et concevoir les circuits associés. Les différents niveaux de simulation sont ainsi disponibles et l'impact du choix d'un paramètre dans un niveau

donné peut se voir à plus grande échelle dans un autre niveau. L'ensemble d'un système de communication peut être analysé dans sa globalité mais aussi de manière très détaillée.

F.3 Autres Caractéristiques de « ADS »

« ADS » fournit également un outil pour optimiser les performances. Des gammes de tolérances sont appliquées aux paramètres des composants et une valeur de performance est spécifiée. L'optimiseur traite les données et rend les valeurs des paramètres qui permettent d'atteindre au mieux la performance fixée. Une dizaine d'optimiseurs est disponible selon le problème que l'on veut résoudre.

D'autre part, « ADS » contient aussi un éditeur graphique pour le dessin des masques (« layout »), un vérificateur des règles de dessin, des traducteurs, et un compilateur de cellules graphiques. Les traducteurs permettent au concepteur de développer des routines en MatLab, langage C, et VHDL/Verilog qui peuvent être gérées dans « ADS ». En outre, les « netlists » provenant de SPICE de Berkeley, Pspice et HSPICE peuvent aussi être lues par « ADS ».

Aussi, dans « ADS » un moteur de simulation électromagnétique *Momentum* permet de réaliser des simulations électromagnétiques à partir du dessin des masques et donne des résultats sous forme de paramètres S.

Nous n'avons pas utilisé ces outils dans notre étude. Par ailleurs, l'outil « ADS » évolue encore de nos jours, ce qui donne lieu à de nouvelles versions par lesquelles les capacités de l'outil évoluent.

Bibliographie

[AGIL2005] Outil de Simulation : Advanced Design Systems (ADS), Agilent Technologies, **http ://www.agilent.com**.

[AKMO2000] W. Akmouche, **"Étude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM"**, *Thèse de Doctorat*, Université de Bretagne Occidentale, Oct. 2000.

[ALAR1987] M. Alard, R. Lassalle, **"Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting and digital receivers"**, *EBU Review, Technical*, No. 224, Aug. 1987.

[ALOU1997] M. S. Alouini and A. Goldsmith, **"Area Spectral Efficiency of Cellular Mobile Radio Systems"**, *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 652-656, May 1997.

[BAHA1999] A. R. Bahai, B. R. Saltzberg, **"Multi-Carrier Digital Communications : Theory and Applications of Ofdm"**, *Kluwer Academic/Plenum Publishers*, Dec. 1999.

[BAUD2002] Collectif d'auteurs sous la direction de G. Baudoin, **"Radiocommunications numériques 1 : Principes, modélisation et simulation"**, *Dunod*, Paris, 2002.

[BAUM1996] R. Bäuml, R. Fischer, J. Huber, **"Reducing the Peak-to-Average power Ratio of Multicarrier Modulation by Selecting Mapping"**, *Electronics Letters*, vol. 32, No. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[BOS2000] C. van den Bos, M. H. L. Kouwenhoven and W. A. Serdijn, **"Effect of Smooth Non-Linear Distortion on OFDM BER"**, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Geneva, Switzerland, May 2000.

[BREI2000] M. Breiling, H. Müller, J. Huber, **"Peak-Power Reduction in OFDM without explicit side information"**, *5th International OFDM-Workshop*, Hamburg, Sept. 2000.

[CEPT2006] Portail Web de la « Conference of European Posts and Telecommunications », **http ://www.cept.org/**.

[CHAK2004] A. Chaker, **"Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multiporteuses : prise en compte de l'effet mémoire"**, *Thèse de Doctorat*, ENS d'Éléctronique et de ses Applications, Université de Cergy-Pontoise, Juill. 2004.

[CHAN1966] R. W. Chang, **"Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannels data transmission"**, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.

[CHEN2003] H. Chen and A. M. Haimovich, **"Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Noise for OFDM Signals"**, *IEEE Communications Letters*, vol. 7, No. 7, pp. 305-307, Jul. 2003.

[CHEN2005] K. C. Chen, K. A. Morris and M. A. Beach, **"Increasing the Power Efficiency of an IEEE802.11a Power Amplifier"**, *IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC05-Spring)*, Stockholm, Sweden, May 2005.

[COCH1997] P. Y. Cochet, R. Serpollet, **"Utilisation des transformées de Hadamard pour des transmissions numériques parallèles. Application à l'OFDM-DMT sur des canaux sélectifs"**, *Traitement du Signal*, vol. 14, No. 3, 1997.

[CRIPP1999] S. C. Cripps, **"RF Power Amplifiers for Wireless Communications"**, *Artech House*, Apr. 1999.

[DAVI1999] J.A. Davis, J. Jedwab, **"Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences and Reed-Muller codes"**, *IEEE Trans. On. Inform. Theory*, vol. 45, No. 7, pp. 2397-2417, Nov. 99.

[DAVI1997] J.A. Davis, J. Jedwab, **"Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes"**, *Electronics Letters*, vol. 33, No. 4, pp. 267-268, 1997.

[DINU2001] N. Dinur, D. Wulich, **"Peak-to-Average Power Ratio in High-Order OFDM"**, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, No. 6, pp. 1063-1072, Jun. 2001.

[DOEL1957] M. L. Doeltz, E. T. Heald, D. L. Martin, **"Binary data transmission techniques for linear systems"**, *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 656-661, May 1957.

[DOUF2000] A. Doufexi, S. Armour, P. Karlsson, A. Nix, D. Bull, **"A comparison of HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a physical and MAC layers"**, *Symposium on Communications and Vehicular Technology*, pp. 14-20, Oct. 2000.

[DURN2004] H. Durney Wasaff, **"Adaptive Pre-Distortion for Non-Linear High Power Amplifiers in OFDM Systems"**, *Thèse de Doctorat*, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelone, Feb. 2004.

[EBU1997] European Broadcasting Union, **"Digital Video Broadcasting (DVB) ; framming structure, channel coding and modulation for digital terrestrial televison"**, *European Telecommunications Standards Institute*, ETSI 300 744 V1.1.2, Aug. 1997.

[EBU2001] European Broadcasting Union, **"Radio Broadcasting Systems ; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers"**, *European Telecommunications Standards Institute*, ETSI 300 401 V1.3.3, May 2001.

[EBU2002] European Broadcasting Union, **"Digital Video Broadcasting (DVB) ; Interaction channel for Digital Terrestrial Television (RCT) incorporating Multiple Access OFDM"**, *European Telecommunications Standards Institute*, ETSI 301 958 V1.1.1, Mar. 2002.

[ERO2006] European Radiocommunications Office, **http ://www.ero.dk/**.

[ETSI2000] European Telecommunications Standards Institute, **"Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; HIPERLAN Type 2 ; Data Link Control (DLC) Layer, Part 1 : Basic Data Transport Functions"**, *European Telecommunications Standards Institute*, ETSI TS 101 761-1 V1.1.1, Apr. 2000.

[ETSI2001] European Telecommunications Standards Institute, **"Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; HIPERLAN Type 2 ; Physical (PHY) layer"**, *European Telecommunications Standards Institute*, ETSI TS 101 475 V1.2.2, Feb. 2001.

[FAAT2000] L. W. Faat, **"Power Amplifier Linearization for OFDM Signal"**, *Thèse de Doctorat*, Department of Electrical and Electronic Engineering, Hong Kong University of Science and Technology, Aug. 2000.

[FAZE1993] K. Fazel, **"Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system"**, *2nd International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 2, pp. 975-979, Oct. 1993.

[FLOC1995] B. Le Floch, M. Alard and C. Berrou, **"Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex"**, *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No. 6, pp. 982-996, Jun. 1995.

[GIBB1968] R. W. Chang, R. A. Gibby, **"A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme"**, *IEEE Trans. Comm. Techn*, vol. COM-16, pp. 529-540, Aug. 1968.

[GRAN1998] A. Grant, R. Van Nee, **"Efficient maximum likelihood decoding of Q-ary modulated Reed-Muller codes"**, *IEEE communication Letters*, vol. 2, pp 134-136, May 1998.

[GUTI2003] J. Gutierrez, **"Impact of the PAPR of the OFDM signals on the mobile terminal"**, *Rapport de Stage 3A*, ENS d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble, Jun. 2003.

[HEMM2005] R. Ali-Hemmati, P. Azmi and F. Marvasti, **"OFDM Clipping Distortion Compensation Using an Iterative Method"**, *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Dallas, Texas, USA, vol. 1, pp. 444-447, Sept. 25-28, 2005.

[HIRO1981] B. Hirosaki, **"An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform"**, *IEEE Trans. On Comm.*, vol. COM-29, No. 7, pp. 982-989, Jul. 1981.

[IEEE1999] Institute of Electrical and Electronics Engineers, **"Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications ; High-speed Physical Layer in the 5 GHz band"**, *IEEE Std 802.11*, 1999.

[IEEE2003] Institute of Electrical and Electronics Engineers, **"Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications ; Amendment 4 : Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band"**, *IEEE Std. 802.11*, Jun. 2003.

[IEEE2006] Portail Web de l'Association IEEE, **http ://www.ieee.org/portal/site/iportals**.

[JAKE1974] W. C. Jakes, **"Microwave Mobile Communications"**, *A John Wiley & Sons, Inc., Publication*, New York, 1974.

[JARO2001] Sigit P. W. Jarot and M. Nakagawa, **"Frequency Interleaving Effects in Convolutional Coded OFDM System over Broadband Mobile Communication Channels"**, *IECI Japan Workshop*, pp.149-153, 2001.

[JONE1994] A. E. Jones, T. A. Wilkinson and S. K. Barton, **"Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes"**, *IEEE Electronics Letters*, vol.30, No. 25, pp. 2098-2099, Dec. 1994.

[KELL2001] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini and L. Hanzo, **"Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels"**, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, No. 6, pp. 999-1008, Jun. 2001.

[KHUN2000] J. Khun-Jush, G. Malmgren, P. Schramm and J. Torsner, **"HIPERLAN type 2 for broadband wireless communication"**, *Ericsson Review*, No. 2, pp. 108-119, 2000.

[LAWR1999] E. Lawrey and C. J. Kikkert, **"Peak to Average Power Ratio Reduction of OFDM Signals using Peak Reduction Carriers"**, *IEEE Proceedings of the Fifth International Symposium on Signal Processing and Its Applications*, vol. 2, pp. 737-740, Aug. 1999.

[LEGL2000] A. Le Glaunec, **"Modulations multiporteuses"**, *Rapport*, Université de Supélec, http ://www.supelec-rennes.fr/ren/perso/aleglaun, 2000.

[LI1997] X. Li, L.J. Cimini, **"Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM"**, *Proceedings of VTC'97*, 1997.

[LI1998] X. Li, L.J. Cimini, **"Effects of clipping and distortion on the performance of OFDM"**, *IEEE Communications Letters*, vol. 2, No. 5, pp.131-133, May 1998.

[LIM1987] J. S. Lim and A. V. Oppenheim, **"Advanced topics in signal processing"**, *Prentice-Hall, Inc.*, New Jersey, USA, 1987.

[LOPR1992] L. Lo Presti, F. Neri, **"L'analisi dei Segnali"**, *CLUT*, Torino, Sept. 1992.

[LOUE2000] Y.Louët, A. Le Glaunec, **"Peak-factor reduction in OFDM by Reed-Müller channel coding : a new soft decision decoding algorithm"**, *Proceedings of IEEE MELECON 2000*, Cyprus, vol. 2, pp. 872-875, May 2000.

[LOUE2001] Y.Louët, A. Le Glaunec, P. Leray, **"Concaténation de séquences complémentaires pour réduire de facteur de crête d'un signal OFDM"**, *GRETSI'01*, Toulouse, Sept. 2001.

[MILL1998] S. L. Miller, R. J. O'Dea, **"Peak Power and Bandwidth Efficient Linear Modulation"**, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, No. 12, pp. 1639-1648, Dec. 1998.

[MOSI1958] R. R. Mosier, R. G. Clabaugh, **"Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system"**, *AIEE Trans.*, vol. 76, pp. 723-728, Jan. 1958.

[MULL1997] S. Muller and B. Huber, **"A comparison of peak power reduction schemes for OFDM"**, *IEEE Global Telecommunication Conference*, vol. 1, pp 1-5, Nov. 97.

[OCHI1998] H. Ochiai, H. Imai, **"Performances of block codes with peak power reduction for indoor mulitcarrier systems"**, *Vehicular Technology Conference*, pp 338-341, 1998.

[OCHI2000] H. Ochiai, H. Imai, **"Performance of the Deliberate Clipping with Adaptive Symbol Selection for Strictly Band-Limited OFDM Systems"**, *IEEE Journ. on Selected Areas in Communications*, vol. 18, No. 11, pp 2270-2277, Nov. 2000.

[OCHI2002] H. Ochiai, H. Imai, **"Performance Analysis of Deliberately Clipped OFDM Signals"**, *IEEE Tr. On Communications*, vol. 50, No. 1, Jan. 2002.

[OFDM1970] **"Orthogonal Frequency Division Multiplexing"**, U.S. patent 3 488 445, field Nov. 14 1966, issued Jan. 6 1970.

[ONEI1995] R. O'Neill and L. B. Lopes, **"Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals"**, *IEEE conference proceedings PMIRC*, vol. 1, pp. 71-75, Sept. 1995.

[PALI2004] J. Palicot and S. Zabré, **"PAPR Analysis of a Multiplex of Modulated Carriers in a Software Radio Context"**, *Frequenz Revue*, No. 58, May. 2004.

[PAL2005a] J. Palicot, Y. Louët et S. Zabré, **"Traitement Numérique des Non- Linéarités : Un état de l'art de la littérature"**, *Livrable FranceTélécom R&D, N°. 46124952*, Rennes, Fév. 2005.

[PAL2005b] J. Palicot, Y. Louët, **"Synthèse de la Notion de Facteur de Crête et Application aux Modulation monoporteuse"**, *GRETSI05*, Louvain-la-Neuve, Belgique, Sept. 2005.

[PAL2005c] J. Palicot and Y. Louët, **"Power Ratio Definitions and Analysis in Single Carrier Modulations"**, *EUSIPCO05*, Antalya, Turkey, Sept. 2005.

[PANT2004] K.R. Panta, J. Armstrong, **"Effects of Clipping on the error performance in frequency selective fading channels"**, *IEEE Tr. On Wireless Communications*, vol. 3, No. 2, Mar. 2004.

[PASS2001] S. Passays, **"Étude d'Architectures de Front-End Radiofréquence en Réception et en Émission"**, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, Nov. 2001.

[PORT1968] G. C. Porter, **"Error distribution and diversity performance of a frequency-differential PSK HF-modem"**, *IEEE Trans. Comm. Techn*, vol. COM-16, pp. 567-575, Aug. 1968.

[PTOL2001] J. Davis, C. Hylands, J. Janneck, E. A. Lee, J. Liu, X. Liu, S. Neuendorffer, S. Sachs, M. Stewart, K. Vissers, P. Whitaker, Y. Xiong, **"Overview of the Ptolemy Project"**, *Technical Memorandum*, Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of California, Berkeley, March 6, 2001.

[PTOL2005] Ptolemy Project, **http ://ptolemy.eecs.berkeley.edu/**.

[QUEN2000] Y. Quénec'hdu, D. Viault, **"Systèmes Non-Linéaires"**, *Cours 3ème année*, Université de Supélec, 2000.

[RAAB2002] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popović, N. Pothecary, J. F. Sevic, N. O. Sokal, **"Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave"**, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, No. 3, March 2002.

[RAGU2005] S. Ragusa, J. Palicot, C. Roland and C. Lereau, **"Adjacent Channel Power Ratio Analysis for an OFDM Signal"**, *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Athens, Greece, Dec. 2005.

[RAG2006a] S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louët and C. Lereau, **"Invertible Clipping for Increasing the Power Efficiency of OFDM Amplification"**, *IEEE International Conference on Telecommunications*, Madeira island, Portugal, May 2006.

[RAG2006b] S. Ragusa, J. Palicot and C. Lereau, **"Performance Improvement of Deliberately Clipped OFDM Signals with an Invertible Clipping Function"**, *15th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Myconos, Greece, June 2006.

[RIVI1998] E. Rivier, **"Transmission numérique multimédia"**, *Ed. Eyrolles*, Mars 1998.

[ROBI2001] C. Rößing, V. Tarokh, **"A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers"**, *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 47, No. 5, Jul. 2001.

[SALE1981] A. A. M. Saleh, **"Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers"**, *IEEE Transactions on Communication*, vol. COM-29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[SALT1967] B. R. Saltzberg, **"Performance of an efficient data transmission system"**, *IEEE Trans. Comm. Techn*, vol. COM-15, pp. 805-813, Dec. 1967.

[SALT1995] B. R. Saltzberg, **"Comparison of single-carrier and multitone digital modulations for ADSL applications"**, *IEEE Journal On Selected Areas in Communications*, vol. 13, No. 9, pp. 1537-1702, Dec. 1995.

[SAND1996] M. Sandell, J. J. Van de Beek, P. O. Börjesson, **"ML estimation of timing and frequency offset in multicarrier systems"**, *Polycopie Cours*, Université de Luleå, Apr. 1996.

[SKLA1997] B. Sklar, **"Rayleigh Fading Channel in Mobile Digital Communication Systems, PART I : Characterization"**, *IEEE Communication Magazine*, Jul. 1997.

[SOUR2002] A. Soury, **"Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications"**, *Thèse de Doctorat*, Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (IRCOM), Université de Limoges, 2002.

[TELL1999] J. Téllado-Mourelo, **"Peak to average power reduction for multicarrier modulation"**, *Thèse de Doctorat*, Université de Stanford, Sept. 1999.

[VILL2002] Collectif d'auteurs sous la direction de M. Villegas, **"Radiocommunications numériques 2 : Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes"**, *Dunod*, Paris, 2002.

[VUOL2003] J. Vuolevi, T. Rahkonen, **"Distortion in RF Power Amplifiers"**, *Artech House*, Feb. 2003.

[WAHL1996] M. Wahlqvist et al., **"A Conceptual Study of OFDM-based Multiple Access Schemes ; Part 1 : Air Interface Requirements"**, *Technical Report*, Telia Research AB, Luleå Research Unit, Jun. 1996.

[WANG2001] Z. Wang, R. A. Stirling-Gallacher, **"Improving performance of multi-user OFDM systems using bit-wise interleaver"**, *Electronics Letters*, vol. 37, Issue 19, pp. 1173-1174, Sept. 2001.

[WANG2003] C.L. Wang, M.Y. Hsu and Y. Ouyang, **"A low complexity peak to average power ratio reduction technique for OFDM systems"**, *IEEE Globecom 03*, 2003.

[WEI1984] Lee-Fang Wei, **"Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space - Part I : 180°"**, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-2, No. 5, pp. 659-671, Sept. 1984.

[WEIN1971] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, **"Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform"**, *IEEE Trans. Comm. Techn*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.

[WIFI2006] Portail Internet de l'Alliance pour le Wi-Fi, **http ://www.wi-fi.org**.

[WILK1999] T .A. Wilkinson, A.E. Jones, **"Performances of Reed-Muller codes and a maximum likelihood decoding algorithm for OFDM"**, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, No. 7, Jul. 1999.

[WIMA2006] Portail Internet de support pour la Technologie Wi-Max, **http ://www.wimaxforum.org**.

[WIME2006] Portail Internet de l'Alliance WiMedia, **http ://www.wimedia.org**.

[ZHAN2004] Z. Zhang, M. Zhao, H. Zhou, Y. Liu and J. Gao, **"Frequency Offset Estimation With Fast Acquisition in OFDM System"**, *IEEE Communications Letters*, vol. 8, No. 3, pp. 171-173, Mar. 2004.

[ZIEM1997] R. E. Ziemer, M. A. Wickert, **"Link design for third-generation wireless systems for rural communities using OFDM and ATM"**, *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1649-1653, May 1997.

[ZIMM1967] M. S. Zimmerman, A. L. Kirsch, **"The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio"**, *IEEE Trans. Comm. Techn*, vol. COM-16, pp. 197-205, Apr. 1967.

Liste des publications

- **Congrès internationaux**
  1. S. Ragusa, J. Palicot, C. Roland and C. Lereau, **"Adjacent Channel Power Ratio Analysis for an OFDM signal"**, *The 5th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Athens, Greece, December 18-21, 2005.
  2. S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louët and C. Lereau, **"Invertible Clipping for Increasing the Power Efficiency of OFDM Amplification"**, *IEEE International Conference on Telecommunications*, Madeira island, Portugal, May 08-12, 2006.
  3. S. Ragusa, J. Palicot and C. Lereau, **"Performance Improvement of Deliberately Clipped OFDM Signals with an Invertible Clipping Function"**, *15th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Myconos, Greece, June 04-08, 2006.
  4. S. Ragusa, J. Palicot and C. Lereau, **"OFDM Power Ratio Reduction using Invertible Clipping"**, *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland, September 11-14, 2006.
- **Brevets**
  1. Procédé de Transmission d'un Signal Modulé avec une Forte Dynamique d'Amplitude, Émetteur et Récepteur Correspondant, n° 05 04311, 28 avril 2005.
- **Divers**
  1. S. Ragusa, **"Étude de l'Architecture pour un Front-End Multiporteuses dans un Terminal Mobile et Adaptation à d'Autres Standards"**, *Journée de Doctorants de l'École Doctorale EEATS*, 07 novembre 2002.

2. S. Ragusa, **"Étude d'une Architecture pour un Front-End Multiporteuses dans un Terminal Mobile (Consommation)"**, *Doctoriales 2003*, 30 mars-04 avril 2003.
3. S. Ragusa, **"Impact de l'Écrêtage Inversible sur le « BO » (« Back-Off ») de l'Amplificateur de Puissance pour un Système OFDM"**, *Séminaire SCEE à Supelec Rennes*, 04 novembre 2004, (www.rennes.supelec.fr/ren/ /rd/scee).

Résumé – L'OFDM (« Orthogonal Frequency Division Multiplexing ») garantit un compromis optimal entre la transmission haut débit et la robustesse vis-à-vis des canaux multitrajet avec évanouissement. Ce procédé de modulation présente une forte fluctuation de l'amplitude de son enveloppe complexe avec une augmentation du « PAPR » (« Peak-to-Average Power Ratio »). En émission, un « PAPR » élevé oblige l'amplificateur de puissance (« PA ») à travailler loin de sa zone de saturation afin que le signal d'entrée ne soit pas trop distordu. Par conséquence, le rendement du PA décroît avec une augmentation de sa consommation. Dans un contexte de portabilité (ressource énergétique limitée), l'utilisation de modulations multiporteuses nécessite d'un traitement afin de minimiser cette consommation. La thèse s'insère alors dans ce contexte d'optimisation de la consommation tout en gardant une très bonne qualité du signal reçu. La méthode de réduction du « PAPR » dite d'écrêtage plus filtrage a été améliorée en donnant lieu à la nouvelle méthode d'*écrêtage inversible*. Ce système se compose de l'écrêtage « soft » pour la réduction du « PAPR », du filtrage pour une « ACPR » (« Adjacent Channel Power Ratio ») acceptable et de l'inversion pour compenser les distorsions dues à l'écrêtage. En présence du canal bruité, l'écrêtage inversible a un gain sur le « back-off » du « PA » et donc sur son rendement. Ainsi le gain en consommation a été quantifié à 11% pour les mêmes performances en « BER » (« Bit Error Rate »). En outre, une analyse plus approfondie a été réalisée pour l'« ACPR » et un nouveau paramètre (le « N_ACPR ») permet de mieux prendre en compte la remontée spectrale des lobes secondaires du spectre de sortie.

Mots clés : « ACPR », « Back-off », « BER », Consommation, Écrêtage, Écrêtage inversible, Enveloppe non-constante, « N_ACPR », OFDM, « PA », « PAPR », Rendement, Terminal mobile.

Abstract – The OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) allows a high bit rate with a robustness of transmission in multi-path fading channels. The main drawback is the very important amplitude fluctuation of its complex envelope which generates a high PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). On the transmitter side, a high PAPR moves the working point of the power amplifier (PA) far from its saturation region so that the input signal is not well saturated. Consequently, PA power efficiency decreases with an increase of its power consumption. In the context of mobility, the energy resources are limited and the employment of multi-carrier modulations needs a signal processing in order to reduce the PA power consumption. The purpose of this work is the optimization of the PA power consumption without degradation of the received signal quality. The PAPR reduction method named clipping and filtering has been improved generating a new technique called *invertible clipping*. This system comprises : the soft clipping for the PAPR reduction, the filtering for an acceptable ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) value, and the inversion to compensate the distortions due to the clipping. In presence of an AWGN (Additive White Gaussian Noise) channel, the invertible clipping system allows to obtain a gain on the PA back-off and, consequently, an improvement of its power efficiency. The invertible clipping reduces the PA power consumption of 11% maintaining the same BER (Bit Error Rate) performance. Moreover, in-depth analysis of the ACPR has been realized and a new parameter has been introduced (N_ACPR) which allows a better evaluation of spectral regrowth on the output spectrum.

Key words : ACPR, Back-off, BER, Clipping, Invertible clipping, Mobile terminal, N_ACPR, Non-constant Envelope, OFDM, PA, PAPR, Power consumption, Power efficiency.