THESE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS

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

ECOLE DOCTORALE SISMI : SCIENCES ET INGENIERIE DES SYSTEMES, MATHEMATIQUE, INFORMATIQUE

Secteur de recherche : Électronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Présentée par

Tayeb Habib Chawki BOUAZZA

Modélisation et linéarisation des amplificateurs de radiocommunications dans un contexte de reconfigurabilité

Directeur de Thèse : **Smail BACHIR**

Co-encadrement : **Claude DUVANAUD**

Présentée et soutenue publiquement le 24 mars 2021

COMPOSITION DU JURY

Rapporteurs :	Daniel ROVIRAS	Professeur des universités, CNAM Paris
	Yves LOUËT	Professeur des universités, CentraleSupélec Rennes
Examinateurs :	Yide WANG	Professeur des universités, Polytech Nantes
	Smail BACHIR	Maître de Conférences - HDR, Université de Poitiers
	Claude DUVANAUD	Maître de Conférences - HDR, Université de Poitiers

Thèse préparée au sein du Laboratoire XLIM UMR-CNRS 7252 - Université de Poitiers (France)

Mis en page avec la classe thloria.

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué à l'institut de recherche XLIM-Poitiers, au sein de l'équipe ReSYST "Réseaux et Systèmes de Télécommunications" à l'IUT d'Angoulême. Je tiens donc à remercier Monsieur J. P. CANCES professeur à l'Université de Poitiers directeur du XLIM-Poitiers pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

En tout premier lieu, je remercie vivement mes deux directeurs de thèse messieurs Smail BACHIR et Claude DUVANAUD, Maîtres de Conférences - HDR à l'Université de Poitiers, d'avoir encadré et diriger ces travaux de recherche et d'avoir m'accompagner tout au long de sa réalisation avec beaucoup d'intérêt et de disponibilité, mais aussi pour leurs compétences techniques et pédagogiques dont ils ont su me faire profiter.

J'adresse mes profonds remerciements à Monsieur Y. WANG, Professeur des universités à Polytech Nantes, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur D. ROVIRAS, Professeur des universités au CNAM Paris, et à Monsieur Y. LOUËT, Professeur des universités à CentraleSupélec Rennes, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Je ne pourrais évidemment pas oublier les membres de l'équipe de recherche ReSYST avec qui j'ai travaillé, je pense aux permanents J. M. PAILLOT, D. CORDEAU, R. ALLAM, ainsi à toute la clique des doctorants (Younes, Zhigang, Bhanu, Mariem, Hao, Maxime, Mohamed, Abdou, Kaoithar, Serguie, Karim), sans oublier Sébastien SOUBIE le Genius du laboratoire.

Un grand merci tout particulièrement à la famille BOUAZZA (Laïd, Fatima et Raïssa), pour leurs conseils, leur soutien moral, leur bonne humeur.

Je n'oublie pas mes amis, qui grâce à leur présence m'ont permis de toujours garder le moral. Je ne peux malheureusement tous vous citer, mais je vous adresse ici mes plus grands remerciements pour toutes ces années.

À ma chère mère qui me donne la force de continuer tous les jours,
À mes parents qui prie pour moi tous les jours (loin de mes yeux mais proche de mon cœur),
Pour ma chère grand-mère qui a une place spéciale dans mon cœur,
À ma famille que j'aime tant
Sans vous rien de cela ne serait possible
Et à tous mes amis, Badra, Younes, Aimed, Mohamed, Faouzi, ...
Pour avoir été de bons et vrais amis, merci pour tout
À tous ceux qui se sont distingués explicitement.

Table des matières

Introduction générale **3**

Chapitre 1 Les amplificateurs de puissance dans les systèmes de communication modernes **7**

1.1 Système d'émission radio-fréquence 7
1.2 Le besoin d'un émetteur linéaire dans les systèmes de communication modernes 8
1.3 Principe de la modulation à enveloppe variable 9
1.4 L'amplificateur de puissance dans un système RF 11
1.4.1 Principales caractéristiques du PA 11
1.4.1.1 Le gain 12
1.4.1.2 Conversion de Gain AM/AM et de Phase AM/PM 12
1.4.1.3 Point à 1 dB de compression 13
1.4.1.4 Le recul en puissance 14
1.4.1.5 Le rendement 14
1.4.2 Génération de composantes aux fréquences harmoniques et de produits d'intermodulation 16
1.4.2.1 Signal mono-porteuse 16
1.4.2.2 Signal bi-porteuse 18
1.4.2.3 Signal multi-porteuse 20
1.4.2.4 Signal modulé 20
1.4.3 Les effets mémoire 22
1.5 Modélisation comportementale des amplificateurs de puissance 25
1.5.1 Amplificateur idéal 25
1.5.2 Modèles non-linéaires sans effet mémoire 26
1.5.3 Modèles non-linéaires avec effets mémoire 28

1.5.3.1 Modèles basés sur les séries de Volterra 28
1.5.3.2 Modèles non-linéaires en blocs 31
1.5.3.3 Modèle de rotation vectorielle décomposée 34
1.5.3.4 Réseaux de neurones artificiels 36
1.6 Techniques de linéarisation des amplificateurs de puissance 37
1.6.1 État de l'art sur les techniques de linéarisation des PAs 37
1.6.1.1 Technique Feed-Forward 37
1.6.1.2 Boucle Feed-Back 38
1.6.1.3 Prédistorsion 40
1.6.2 Classification des techniques de prédistorsion 41
1.6.2.1 Radio-Fréquence (RF), Fréquence Intermédiaire (FI) et en Bande de Base (BB) 41
1.6.2.2 Analogique et Numérique 42
1.6.3 Linéarisation par prédistorsion numérique des PAs RF 43
1.6.3.1 Prédistorsion par LUT 43
1.6.3.2 Prédistorsion par modèles mathématiques 44
1.6.4 Algorithmes d'identification paramétrique 48
1.6.4.1 Algorithme Damped-Newton 50
1.6.4.2 L'algorithme RLS 51
1.7 Conclusion 52

Chapitre 2 L'amplificateur de puissance dans les systèmes de transmissions Multi-Standards 53

2.1 Introduction 53
2.2 Caractéristiques et spécifications des standards de communication RF . . . 55
2.2.1 Bandes de fréquence allouées 55
2.2.2 Techniques de modulation employées 56
2.2.3 Techniques d'accès multiple 58
2.2.4 Bande passante du canal 59
2.2.5 Puissances de sortie 59
2.2.6 Illustration expérimentale de l'influence des conditions de fonctionnement 60
2.3 Les systèmes RF dans un contexte de reconfigurabilité 62
2.3.1 Systèmes RF multi-standards 62
2.3.2 Architectures des émetteurs RF multi-standards 62

2.3.2.1 Architecture parallèle 62
2.3.2.2 Architecture avec partage partiel 63
2.3.2.3 Architecture avec partage total 64
2.4 Principe général de conception d'amplificateurs de puissance reconfigurables 65
2.4.1 Amplificateur de puissance reconfigurable 65
2.4.2 Techniques d'amélioration du rendement 65
2.4.2.1 Envelope Tracking 66
2.4.2.2 Envelope Elimination and Restoration 66
2.4.2.3 La technique Doherty 67
2.4.2.4 Linear Amplification with Nonlinear Component 68
2.4.3 Modules d'amplification de puissance RF 69
2.4.4 Types d'amplificateurs de puissance reconfigurables 70
2.4.4.1 Amplificateur de puissance reconfigurable multi-modes . . 71
2.4.4.2 Amplificateur de puissance reconfigurable multi-bandes . . 72
2.4.4.3 Amplificateur de puissance reconfigurable multi-niveaux de puissance 74
2.5 Conclusion 78

Chapitre 3 Modélisation des amplificateurs dans un contexte de reconfigurabilité 79

3.1 Introduction 79
3.2 Modélisation dans un contexte de reconfigurabilité 81
3.2.1 Principe général de l'approche multi-modèle 82
3.2.2 Configuration parallèle 84
3.2.3 Approche mode commun/modes différentiels 85
3.3 Modèle GMP et multi-modélisation 86
3.3.1 Description du banc LTE/4G – 50 W 86
3.3.2 Étude du modèle GMP dans un contexte de reconfigurabilité 91
3.4 Modélisation des amplificateurs reconfigurables à l'aide de modèles en blocs 95
3.4.1 Le système Feedback-Wiener 95
3.4.2 Estimation paramétrique du modèle FWMP 98
3.4.2.1 Algorithme d'identification paramétrique 98
3.4.2.2 Étude de l'identifiabilité du modèle FWMP 104
3.5 Résultats dans un contexte de reconfigurabilité 110
3.5.1 Modélisation d'amplificateurs de puissance avec le modèle FWMP . 110

3.5.2 Application aux signaux VHF aéronautiques 112
3.5.3 Modélisation d'amplificateurs de puissance dans un contexte de reconfigurabilité avec le modèle FWMP 118
3.5.3.1 Évolution des coefficients du modèle FWMP 118
3.5.3.2 Optimisation par approche multi-modèle du modèle FWMP 121
3.5.3.3 Performances du modèle FWMP en multi-modélisation . . 122
3.6 Conclusion 125

Chapitre 4 Linéarisation par Prédistorsion numérique à base du modèle FWMP 127

4.1 Introduction 127
4.2 Performances du modèle FWMP en prédistorsion numérique 127
4.2.1 Application sur le PA LDMOS 50 W 128
4.2.1.1 Modélisation de la DPD et performances en linéarisation . 131
4.2.1.2 Performances du système linéarisé 132
4.2.2 Applications sur le PA 75 W dédié aux transmissions aéronautiques 133
4.3 Étude expérimentale 140
4.3.1 Banc d'essais 20 W 140
4.3.2 Performances en terme de NMSE 141
4.3.3 Contribution du bloc FW 142
4.3.4 Comparaison des modèles FWMP et GMP 144
4.3.4.1 Performances en identification de la DPD 144
4.3.4.2 Complexité 145
4.3.5 Performances en linéarisation 146
4.3.5.1 Analyse des caractéristiques AM/AM et AM/PM 146
4.3.5.2 Analyse spectrale 147
4.4 Performances dans une configuration multi-modèle 148
4.4.1 Cas de l'amplificateur LDMOS 50 W 149
4.4.2 Cas de l'amplificateur pour les signaux numériques VHF aéronautiques 151
4.4.2.1 Optimisation selon les spécifications des transmissions aéronautiques 153
4.4.2.2 Recherche du modèle MP adéquat 153
4.4.2.3 Recherche du modèle FWMP minimal 154
4.4.2.4 Résultats du FWMP dans un contexte multi-modèles . . . 156

4.4.3 Résultats de la DPD en-ligne 157
4.5 Conclusion 162

Conclusion générale **165**

Bibliographie **169**

Table des figures

1.1 Structure d'un émetteur RF 7
1.2 Constellation d'une modulation 8-QAM et 16-QAM 11
1.3 Conversion de Gain et de Phase 12
1.4 Point à 1 dB de compression 13
1.5 Bilan de puissance d'un PA 14
1.6 Rendement d'un PA 15
1.7 Caractérisation mono-porteuse d'un amplificateur 17
1.8 Caractéristiques AM/AM, AM/PM et PAE en fonction de la puissance d'entrée 18
1.9 Caractérisation bi-porteuse d'un amplificateur 19
1.10 Caractérisation multi-porteuse d'un amplificateur (NPR) 20
1.11 Caractérisation de l'ACPR d'un amplificateur 21
1.12 Constellation du signal d'entrée et de sortie d'un amplificateur 22
1.13 Schéma de calcul de l'EVM 23
1.14 Distorsion du PA en fonction de la fréquence porteuse 23
1.15 Effets mémoire pour des signaux avec différentes bandes de fréquence . . . 24
1.16 Spectre du signal de sortie d'un PA en présence d'effets mémoire 24
1.17 Fonction de transfert d'un PA idéal et un PA réel 26
1.18 Principe du modèle MP 29
1.19 Le modèle de Wiener 32
1.20 Le modèle de Hammerstein 32
1.21 Le modèle Wiener-Hammerstein 33
1.22 Autres modèles en blocs 35
1.23 Modélisation de PA à l'aide de réseaux de neurones 36
1.24 Technique de linéarisation Feed-Forward 37
1.25 Technique de linéarisation Feed-Back 39
1.26 Technique de prédistorsion 40

1.27 Prédistorsion en fonction de la fréquences d'opération 41
1.28 Structure d'un prédistorteur à base de LUT à gain-complexe 43
1.29 Structure d'un prédistorteur à base de LUT à gain-complexe avec fonction de compression-expansion 44
1.30 Architecture d'apprentissage Indirect (ILA) 46
1.31 Architecture d'apprentissage Direct (DLA) 47
1.32 Identification de la DPD 48

2.1 Évolution des débits de données des standards de communication sans-fil . 56
2.2 Courbes AM/AM et AM/PM dynamiques normalisées pour chaque puissances de sortie 60
2.3 Courbes AM/AM et AM/PM dynamiques pour deux fréquences porteuses 61
2.4 Courbes AM/AM et AM/PM dynamiques pour deux largeurs de bande . . 61
2.5 Architectures de transmission multi-standards avec chaînes d'émission parallèles 63
2.6 Architectures de transmission multi-standards avec partage partiel 64
2.7 Architectures de transmission multi-standards avec partage total 64
2.8 Structure Enveloppe Tracking 66
2.9 Implémentation de la technique EER 66
2.10 Schéma fonctionnel du PA Doherty 67
2.11 Schéma simplifié de la structure LINC 68
2.12 Architecture d'un module d'amplification [98] 70
2.13 PA multi-modes avec des modes de fonctionnement saturés et linéaires [100] 71
2.14 PA multi-modes reconfigurable [83] 72
2.15 Schéma simplifié d'un PA multi-bandes [101] 73
2.16 PAE en fonction de la puissance de sortie (P_{out}) pour une architecture de PA classique 74
2.17 PAE par rapport à la puissance de sortie dans un PA multi-niveaux de puissance 75
2.18 Architecture de PA multi-niveaux de puissance avec redimensionnement des transistors de puissance 76
2.19 Exemples d'architectures de PA utilisant la technique du stage-bypass . . . 77

3.1 Principe général de la multi-modélisation 83
3.2 Principe de la modélisation multi-modèle appliqué au PA (dans un contexte de radio-intelligente) 83
3.3 Structure parallèle 84

3.4 Allure de la fonction d'activation 85
3.5 Approche multi-modèle 85
3.6 Photos du Banc du test ARELIS 87
3.7 Signaux d'entrée et de sortie RF 87
3.8 Séquence de synchronisation 88
3.9 Localisation de la séquence de synchronisation 88
3.10 Signaux en bande de base obtenus 89
3.11 Suppression du décalage de fréquence 89
3.12 Le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie 90
3.13 Suppression du déphasage 90
3.14 Exemple de comparaison entrée/sortie après correction 90
3.15 Cartographie du NMSE en fonction du nombre de coefficients pour le modèle GMP 91
3.16 Évolution des coefficients du premier terme du GMP en fonction de P_s . . 92
3.17 Évolution des coefficients du deuxième terme du GMP en fonction de P_s . 93
3.18 Évolution des coefficients du troisième terme du GMP en fonction de P_s . . 93
3.19 Évolution des coefficients du premier terme du GMP en fonction de la bande 93
3.20 Évolution des coefficients du deuxième terme du GMP en fonction de la bande 94
3.21 Évolution des coefficients du troisième terme du GMP en fonction de la bande 94
3.22 Circuit simplifié d'un PA à base d'un transistor effet de champ 95
3.23 Circuit équivalent d'un PA à base d'un transistor effet de champ 96
3.24 Le modèle conceptuel FW 96
3.25 Modèle FWMP dans le domaine discret 97
3.26 Identification itérative du modèle FW 100
3.27 NMSE par rapport au nombre d'itérations 102
3.28 Réponse en fréquence du filtre $F(\omega)$ obtenu 102
3.29 Processus d'identification du bloc MP 103
3.30 Méthode de vérification de l'identifiabilité du modèle FWMP 105
3.31 Partie réelle des coefficients du bloc FW pour différents rapports SNR . . . 106
3.32 Partie imaginaire des coefficients du bloc FW pour différents rapports SNR 107
3.33 Partie réelle des coefficients du bloc MP pour différents rapports SNR . . . 108
3.34 Partie imaginaire des coefficients du bloc MP pour différents rapports SNR 109
3.35 Cartographie du NMSE en fonction du nombre de coefficients obtenue avec le modèle FWMP 111

3.36 Comparaison des réponses fréquentielles 113
3.37 Banc de TELERAD 113
3.38 Caractéristique AM/AM et gain en fonction de la température 114
3.39 Comparaison des performances d'identification avec les deux modèles MP et FWMP 116
3.40 Courbes AM/AM obtenues avec les deux modèle MP et FWMP 117
3.41 Évolution du gain complexe g_0 en fonction de la puissance de sortie 118
3.42 Évolution des coefficients du bloc FW en fonction de la puissance de sortie 119
3.43 Évolution des coefficients du bloc MP en fonction de la puissance de sortie 119
3.44 Évolution du gain complexe g_0 en fonction de la largeur de bande 119
3.45 Évolution des coefficients du bloc FW en fonction de la largeur de bande . 120
3.46 Évolution des coefficients du bloc MP en fonction de la largeur de bande . 120
3.47 Principe de la multi-modélisation appliquée au modèle FWMP 121
3.48 Multi-modèle FWMP base du LUT 121
3.49 Performances d'identification du modèle de PA TELERAD avec un bloc FW fixe pour $F_c = 118$ et $127.5\,\text{MHz}$ 124
3.50 Performances d'identification du modèle de PA TELERAD avec un bloc FW fixe pour $F_c = 140\,\text{MHz}$ 125

4.1 Calcul de la DPD avec le modèle FWMP (identification hors-ligne) 128
4.2 Linéarisation du PA avec le modèle FWMP 128
4.3 Structures de linéarisation des deux modèles 129
4.4 Cartographie des performances d'identification de DPD en fonction du nombre de coefficients obtenus avec le modèle FWMP 129
4.5 Cartographie des performances d'identification de DPD en fonction du nombre de coefficients (Modèle GMP) 130
4.6 Rapport C/I3 et C/I5 en fonction de la fréquence (signal deux-tons) 132
4.7 Courbes AM/AM sans et avec DPD pour $P_{out} = 34$ et $38\,\text{dBm}$ 133
4.8 Courbes AM/AM sans et avec DPD pour $P_{out} = 42$ et $44\,\text{dBm}$ 133
4.9 Spectre de sortie avec et sans DPD 134
4.10 Systèmes de linéarisation étudiés 134
4.11 Performances en identification de la DPD 136
4.12 Performances en linéarisation 139
4.13 Banc de mesures 140
4.14 Caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamiques 141
4.15 Détermination de la structure la plus pertinente du modèle FWMP 141

4.16 Composition des meilleures structures obtenues avec différents nombres de coefficients 142
4.17 Comparaison des modèles FWMP et MP 144
4.18 Comparaison des modèles FWMP et GMP 145
4.19 Système de linéarisation 146
4.20 Caractéristiques AM/AM et AM/PM linéarisées avec le modèle FWMP . . 147
4.21 Caractéristiques AM/AM et AM/PM linéarisées avec le modèle GMP . . . 147
4.22 Spectres de sortie mesurés en utilisant des linéariseurs FWMP et GMP . . 148
4.23 DPD à base du multi-modèle FWMP 149
4.24 Calcul des ACPRs pour différents largeurs de bandes adjacentes 150
4.25 Performances en linéarisation en fonction de V_{dd} 152
4.26 Comparaison des spectres avec une DPD hors-ligne 155
4.27 Variations des coefficients du bloc FW en fonction de la température . . . 155
4.28 Variations des coefficients du bloc FW en fonction de la tension V_{dd} 155
4.29 Variations des coefficients du bloc FW en fonction de la fréquence porteuse 156
4.30 Version en-ligne de l'ILA-DPD à base du multi-modèle FWMP 158
4.31 Comparaison des spectres avec une DPD en-ligne 159
4.32 Variation des coefficients du bloc MP avec une température constante . . . 160
4.33 Variation des coefficients du bloc MP avec une température variable 160
4.34 Comparaison des signaux d'entrée et de sortie linéarisée 161
4.35 Erreurs de linéarisation 161
4.36 Courbes AM/AM avec et sans linéarisation 162

Liste des tableaux

2.1 Bandes de fréquence des différents standards (en Europe) 56
2.2 Techniques de modulation adoptées dans différents standards 57
2.3 Techniques d'accès adoptées dans différents standards 58
2.4 Largeurs de bande passante pour différents standards 59
2.5 Puissances de sortie maximales pour différents standards 60
2.6 Exemples d'architectures de PA à haut rendement de l'état de l'art 69
2.7 Performances des PA commerciaux à mode spécifique 69
2.8 Performances d'un module d'amplification (2G/4G) [99] 70
2.9 Exemples de PA multi-modes reconfigurable [83, 100] 73
2.10 Performance d'un PA multi-bandes saturé [101] 74
2.11 Performances de quelques architectures de PA avec redimensionnement des transistors de puissance 76
2.12 Performances de quelques architectures de PA avec la technique Stage-bypass 77

3.1 NMSE obtenu avec le modèle GMP 92
3.2 Structure du modèle FWMP utilisé 104
3.3 Coefficients du bloc FW pour un SNR = 30 dB 105
3.4 Coefficients du bloc MP pour un SNR = 30 dB 105
3.5 NMSE temporel & fréquentiel obtenus avec les modèles GMP et FWMP . 112
3.6 Résultats de modélisation 115
3.7 Performances du multi-modèle FWMP ($F_c = 1850$ MHz) 123
3.8 Résultats de modélisation pour les signaux UHF/VHF 123

4.1 Performances de linéarisation avec le modèle FWMP 131
4.2 Résultats d'identification de la DPD 135
4.3 Résultats de la linéarisation 138
4.4 Comparaison en termes de complexité (nombre de FLOP) avec et sans filtre 143

4.5 Comparaison en termes de complexité (nombre de FLOP) des deux modèles utilisés 146
4.6 Comparaison des ACPR obtenus 148
4.7 Performances de linéarisation en fixant les valeurs du bloc θ_{FW} 149
4.8 Les ACPRs des systèmes non-linéarisés et linéarisés avec des largeurs des bandes adjacentes de 10 et 20 MHz 150
4.9 Détermination du modèle MP sans mémoire 153
4.10 Évaluation de l'ordre du modèle FWMP 154
4.11 Résultats du multi-modèle à base du FWMP en fonction de la température 156
4.12 Résultats du multi-modèle à base du FWMP en fonction de la tension V_{dd} 157
4.13 Résultats du multi-modèle à base du FWMP en fonction de la fréquence porteuse 157
4.14 Comparaison des performances du modèle MP et du FWMP pour la DPD en-ligne 158
4.15 Comparaison des coefficients des deux modèles issus de deux types d'identifications hors-ligne et en-ligne 159

Liste des publications

Revues scientifiques :

— **T. H. C. BOUAZZA**, S. BACHIR, C. DUVANAUD, "Digital Predistortion of Wideband Signals with Reduced Complexity based on Feedback-Wiener System", *Journal of Telecommunications and Information Technology*. (Accepté)

Conférences internationales :

— **T. H. C. BOUAZZA**, S. BACHIR, C. DUVANAUD, "A new block-oriented model for reduced complexity digital predistortion in wideband applications", *2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Daegu, South Korea, 23-26 May 2021. (Accepté)

— **T. H. C. BOUAZZA**, S. BACHIR, C. DUVANAUD, "Behavioral Blocks Model for Complexity-Reduced Modeling of RF Power Amplifiers", *2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Sapporo, Japan, 26-29 May 2019. URL : https ://doi.org/10.1109/ISCAS.2019.8702517

Conférences nationales :

— **T. H. C. BOUAZZA**, S. BACHIR, C. DUVANAUD, "Modèle comportemental par blocs pour la modélisation des amplificateurs de puissance RF dans un contexte de reconfigurabilité", *21èmes Journées Nationales Micro-Ondes*, 15-17 May 2019, Caen, France

Introduction générale

Au cours de la dernière décennie, nous avons été témoins de l'évolution très rapide des systèmes de communication sans-fil et du changement progressif dans la manière dont nous partageons l'information. Les terminaux mobiles, comme les smartphones, ne sont plus cloisonnés à nos communications, mais étendus à nos activités quotidiennes comme l'apprentissage, le divertissement, le commerce ou encore la géolocalisation. Cependant, les exigences croissantes des usagers en termes de service, de capacité et de connectivité permanente et massive mettent à l'épreuve les ressources énergétiques et fréquentielles.

Sur le plan énergétique, les amplificateurs de puissance (PA) radiofréquences (RF) sont des composants essentiels pour apporter de la puissance aux signaux à transmettre et du coup, ils sont responsables de la majeure partie de la puissance consommée par l'émetteur. C'est pourquoi l'efficacité énergétique des PA est un élément clé pour réduire les coûts de fonctionnement. Le PA atteint son rendement énergétique le plus élevé lorsqu'il est utilisé à proximité de la saturation, avec comme inconvénient de fortes non-linéarités qui affectent le signal. La situation est encore plus compliquée dans les signaux large bande affectés par les effets mémoires, ce qui entraînent des distorsions indésirables dépendantes de la fréquence. Par conséquent, la linéarité est obtenue dans la majorité des cas au prix de recul en puissance qui détériore le rendement.

De point de vue spectral, des recherches scientifiques ont permis le développement de schémas de modulation et des techniques d'accès de plus en plus efficaces, tels que l'accès multiple par répartition en code à large bande (WCDMA) ou le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM). Ces techniques sont adoptées pour transporter un flux d'informations élevé sur un espace de fréquence minimal. Les signaux modulés complexes à enveloppe variable générés par ces systèmes présentent des rapports de puissance crête sur puissance moyenne (PAPR pour Peak-to-Average Power Ratio) élevés, ce qui les rend particulièrement sensibles aux effets non-linéaires introduits par les dispositifs électroniques, plus particulièrement les non-linéarités des PA. Ainsi, afin d'éviter le gaspillage des ressources énergétiques lors de la manipulation de ces signaux à fort PAPR, de nombreux travaux ont été consacrés à la réduction du facteur de crête, à la concep-

tion d'amplificateurs de puissance linéaires et au développement d'architectures à haut rendement.

L'évolution technologique constante des dispositifs constituant l'émetteur rend le secteur très compétitif, ce qui nécessite l'utilisation d'outils d'analyse et de simulation performants afin de minimiser les temps de développement et les coûts de conception de ces systèmes. Dans ce contexte, des techniques de macro-modélisation des circuits ont été largement développées. Il s'agit de remplacer les blocs fonctionnels constituant le système, y compris les amplificateurs de puissance, par des fonctions simplifiées ou des modèles comportementaux qui permettent de simuler le comportement du système avec une précision donnée, tout en garantissant un temps d'exécution raisonnable.

Dans le cas des amplificateurs, et dans un souci de réduction de taille des systèmes, ils sont de plus en plus utilisés avec des signaux multiples superposant plusieurs formes d'ondes, plusieurs fréquences porteuses et puissances de transmission. Ceci est devenu possible grâce au développement de circuits électroniques reconfigurables et accordables pour différents points de fonctionnement. Dans ce contexte, le PA reconfigurable présente des caractéristiques statiques et dynamiques différentes selon le scénario envisagé, ce qui rend difficile son remplacement par un modèle comportemental unique. Un des objectifs de cette thèse est d'établir un modèle qui puisse être ajusté facilement en fonction des conditions d'opération.

Aussi, l'amplificateur étant un composant analogique non-linéaire au maximum de son rendement, les dispositifs de linéarisation sont indispensables à son bon fonctionnement et ceci d'autant plus lorsque les signaux mis en jeu sont de large bande. Cependant, face à la mutualisation du PA lors de transmissions multi-standards, multi-bandes, les approches classiques se trouvent limitées et inadaptées. Cette mutualisation implique alors une reconfiguration des traitements numériques associés aux architectures de linéarisation, notamment dans le cas de la prédistorsion numérique en bande de base (DPD). Concrètement, le défi est de faire évoluer les chaînes de traitements actuelles basées sur le principe de l'empilement de modèles vers une chaîne unique reconfigurable. Ceci constitue l'autre objectif de cette thèse qui consiste à développer un modèle de DPD capable de répondre à la problématique de la reconfigurabilité de sa structure en fonction des conditions de fonctionnement du PA.

Les deux axes de recherche cités précédemment s'inscrivent dans le cadre du projet FUI APOGEES (pour AmPlification recOnfiGurablE multimodES). Les travaux réalisés dans ce projet ont pour objectif d'améliorer les performances radios de la fonction d'amplification de signaux multiplexés via des corrections adaptatives avec approches conjointes. L'originalité et l'ambition du projet se situent dans la reconfiguration des traitements

liés aux corrections des défauts des amplificateurs de puissance, afin de rendre le système global plus flexible. Cette thèse est menée dans le cadre du sous-projet 2 intitulé « Modélisation et modèles de prédistorsion » qui traite de :

- la modélisation, avec l'établissement d'un nouveau modèle répondant à la notion de reconfigurabilité sur la base d'une approche multi-modèle,
- et de la linéarisation, avec le choix de la structure la mieux adaptée aux architectures de linéarisation reconfigurables en présence de plusieurs formes d'ondes,

Ce mémoire s'organise comme suit :

- Le chapitre 1 donne un aperçu et des généralités sur les amplificateurs de radiocommunications. Nous présenterons d'abord le rôle de l'amplificateur de puissance dans la chaîne de transmission et donnerons ses principales caractéristiques ainsi que les différentes métriques utilisées pour quantifier ses performances. Nous présenterons également un état de l'art sur les principaux modèles comportementaux, avec et sans mémoire, les plus couramment utilisés. Enfin, nous présenterons les techniques de linéarisation les plus répandues et nous détaillerons le principe de la prédistorsion numérique qui sera utilisée dans le cadre de nos travaux.
- Le chapitre 2 traitera de l'utilisation des amplificateurs dans les systèmes de transmission multi-standards. Nous présenterons un aperçu des caractéristiques et des spécifications des standards de communication RF actuellement utilisés et leurs effets sur le fonctionnement non-linéaire des PA. Le principe des transmissions multi-standards ainsi que les méthodes déployées dans la conception d'architectures d'émetteurs et de PA reconfigurables seront également abordés.
- Le chapitre 3 sera consacré à la modélisation des PA dans un contexte de reconfigurabilité. Nous décrirons les différentes approches utilisées dans la modélisation des systèmes non-linéaires reconfigurables. Une étude sera proposée sur la variation d'un modèle, issu de l'état de l'art, par rapport aux changements des conditions de fonctionnement. Par la suite, nous décrirons un nouveau modèle comportemental, basé sur le système Feedback-Wiener, plus adapté à la modélisation des PA reconfigurables. Compte tenu de l'architecture développée, un processus a été élaboré pour l'identification des coefficients. La validation de l'approche proposée, en utilisant différents PA avec différentes formes d'onde, sera effectuée pour déterminer les performances du modèle proposé.
- Le chapitre 4 traitera de la linéarisation par prédistorsion numérique des PA reconfigurables par des simulations et expérimentations, obtenues pour plusieurs PA et différentes formes d'onde. Nous étudierons d'abord les performances du modèle proposé dans la linéarisation du comportement des amplificateurs étudiés, et nous

les comparerons à celles obtenues avec les modèles de l'état de l'art. Comme pour la modélisation du PA, nous examinerons également dans ce chapitre la possibilité d'utiliser le modèle proposé pour la DPD dans un contexte de reconfigurabilité afin de réduire davantage la complexité des circuits de linéarisation. Enfin, nous terminerons par une étude sur l'utilisation du modèle proposé dans le cas d'une prédistorsion adaptative.

Chapitre 1

Les amplificateurs de puissance dans les systèmes de communication modernes

1.1 Système d'émission radio-fréquence

Un émetteur Radio-Fréquence (RF) est un bloc très important dans les systèmes de communication modernes. Son rôle est de transmettre l'information d'une source donnée vers un récepteur. La figure (1.1) présente la composition d'un émetteur RF avec deux sections, numérique et analogique RF.

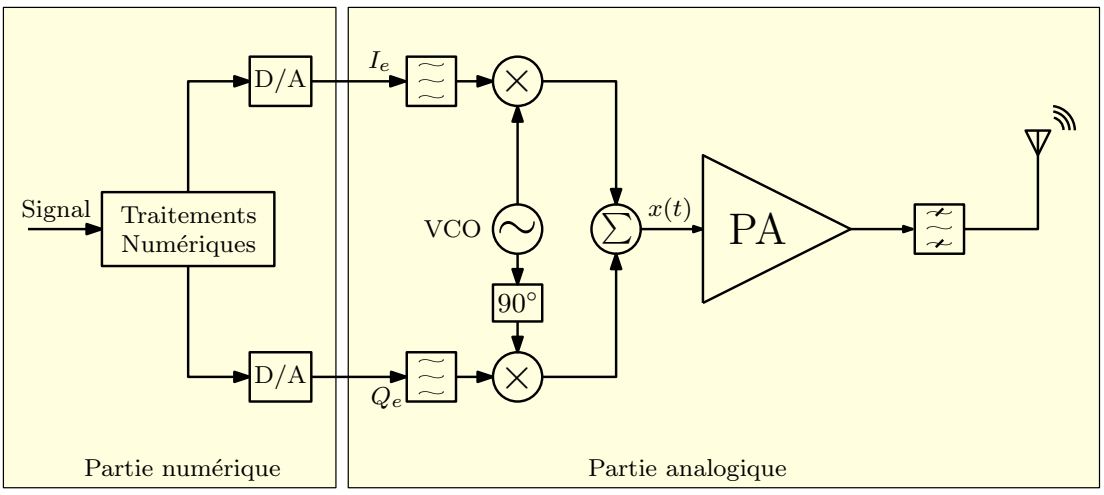


FIGURE 1.1 – Structure d'un émetteur RF

L'information à transmettre est d'abord traitée sous forme numérique, avec des circuits numériques de type FPGA (Field-Programmable Gate Array) ou par des processeurs de

traitement numérique du signal, appelés DSP (Digital Signal Processing). Au cours de cette étape, l'information est codée pour être transmise sur deux voies, en phase appelée I et en quadrature appelée Q. Ces données I et Q, appelées signaux bande de base, sont ensuite converties par un convertisseur numérique-analogique (CNA). Des filtres de reconstruction sont souvent utilisés après cette conversion pour éliminer les composantes fréquentielles indésirables et limiter la bande passante.
La partie analogique de l'émetteur est chargée de transposer le signal en bande de base à la fréquence radio (RF) par une modulation en quadrature, qui sera détaillée plus tard. Il existe plusieurs architectures d'émetteurs selon la technique de transposition utilisée : conversion directe, low-IF et superhétérodyne. Dans le cas d'une architecture à conversion directe, le signal en bande de base est transposé directement autour de la fréquence porteuse. Inversement, dans les architectures low-IF et superhétérodyne, le signal en bande de base est d'abord converti à une fréquence intermédiaire (Intermediate Frequency) avant d'être transposé à la fréquence porteuse.
Comme la puissance du signal RF à transmettre doit avoir un niveau suffisant pour être transmise à travers le canal, un module d'amplification constitué d'un ou plusieurs amplificateurs de puissance (PA) précède l'antenne émettrice. Son rôle est d'apporter la puissance nécessaire au signal RF pour assurer sa transmission vers sa destination.

1.2 Le besoin d'un émetteur linéaire dans les systèmes de communication modernes

Récemment, l'émergence de nouvelles générations de systèmes de télécommunication a entraîné une augmentation colossale du nombre de terminaux sans-fil et, par conséquent, une augmentation significative de la quantité de données à transférer. Ainsi, de plus en plus de données sont transférées par des canaux de transmission sans-fil, tels que les réseaux mobiles (3G, 4G, ... etc).
Ce flux de données transitant par la voie des ondes radio entraîne une saturation du spectre des fréquences. Auparavant, il était courant d'utiliser la modulation de fréquence dans les communications sans-fil (par exemple, radio et GSM) en raison de la capacité de cette méthode de modulation à résister au bruit et aux interférences [1]. Cependant, la modulation de fréquence nécessite une large bande passante, ce qui limite son efficacité spectrale [2].

Récemment, les méthodes de modulation à enveloppe variable sont devenues indispensables dans les nouveaux systèmes de télécommunications en raison de leur efficacité

spectrale supérieure à celle des modulations de fréquence et de phase [3]. Ces méthodes de modulation utilisent généralement la phase et l'amplitude pour transporter le message et sont souvent mises en œuvre à l'aide de signaux en quadrature en bande de base. Cela permet d'améliorer la capacité de transport des données pour la même largeur de bande. Cependant, comme l'information est transportée sur l'amplitude des signaux modulés, ces méthodes de modulation à enveloppe variable sont très vulnérables aux perturbations qui affectent l'amplitude du signal, comme l'amplification non-linéaire. Les non-linéarités provoquent des erreurs dans les données, mais étendent également le spectre du signal, créant ainsi des interférences entre les canaux. Ceci est particulièrement indésirable lorsque le spectre des fréquences est fortement encombré par des signaux provenant de différents terminaux.

Une amplification linéaire peut être obtenue par une conception appropriée du PA [4]. Cependant, les classes de PA présentant une bonne linéarité sont également les plus inefficaces. L'efficacité énergétique en terme de consommation électrique est également un critère très important dans le cas des transmissions sans-fil. De plus, le PA étant le principal consommateur d'énergie, il est un élément essentiel dans les systèmes de communication. Il faut donc opter pour un bon compromis entre la linéarité et l'efficacité énergétique.
Sur cette base, la linéarité de l'émetteur RF est un critère très important pour développer un système efficace à hautes performances et répondant aux spécifications spectrales définies.

1.3 Principe de la modulation à enveloppe variable

Malgré leur vulnérabilité aux non-linéarités, les techniques de modulation à enveloppe variable sont souvent utilisées dans les systèmes de communication modernes grâce à leur excellente efficacité spectrale, ce qui contribue à l'amélioration du débit binaire. Différents types de modulation à enveloppe variable ont été développés, comme la modulation d'amplitude en quadrature QAM appelée en anglais « Quadrature Amplitude Modulation ». Bien connue dans la diffusion de la télévision numérique et les communications mobiles et satellitaires, elle est le résultat d'une combinaison de deux modulations, par sauts d'amplitude (ASK) et de phase (PSK). Nous trouvons aussi la modulation CDMA pour « Code Division Multiple Acces » utilisée dans la téléphonie portable et, récemment, la modulation OFDM pour « Orthogonal Frequency-Division Multiplexing » utilisée dans les appareils sans-fil modernes.

Le signal $\tilde{x}(t)$ à la sortie du modulateur (Fig. (1.1)) peut être exprimé sous la forme générale suivante :

$$\tilde{x}(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \tag{1.1}$$

où f_c est la fréquence porteuse du signal, $A(t)$ son amplitude et $\phi(t)$ sa phase.
En développant l'expression du signal $\tilde{x}(t)$ donnée par l'Éq. (1.1), la représentation orthogonale de ce signal modulé est donnée par :

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= A(t) \cdot \cos(\phi(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) - A(t) \cdot \sin(\phi(t)) \cdot \sin(2\pi f_c t) \\ &= I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{1.2}$$

Dans les équations (1.1) et (1.2), la fréquence de la porteuse est beaucoup plus élevée que la fréquence de la bande de base. Cela signifie que pour la simulation d'un tel système, la fréquence d'échantillonnage à utiliser doit être très élevée afin de prendre en compte le signal de la porteuse sans aucun décalage. Le signal des données étant à plus basse fréquence, de nombreuses itérations sont nécessaires pour obtenir des données suffisantes [5]. La plupart du temps, les effets qui n'affectent que le voisinage de la fréquence porteuse sont pris en compte et le reste du spectre est en fait filtré au niveau de l'émetteur et du récepteur [5]. Il est donc généralement suffisant d'inspecter l'équivalent en bande de base du signal RF et le signal $x(t)$ dans l'Éq. (1.2) peut donc s'écrire :

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= I(t)\frac{e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t}}{2} - Q(t)\frac{e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t}}{2j} \\ \tilde{x}(t) &= \frac{1}{2}\left[(I(t) + jQ(t))e^{j2\pi f_c t} + (I(t) - jQ(t))e^{-j2\pi f_c t}\right] \end{aligned} \tag{1.3}$$

A partir de l'Éq. (1.3), l'enveloppe complexe $x(t)$ du signal modulé est donnée par la relation suivante :

$$x(t) = I(t) + jQ(t) \tag{1.4}$$

La partie réelle I est appelée composante en phase du signal et la partie imaginaire Q est la composante en quadrature.
Alors, le signal modulé $\tilde{x}(t)$ en fonction de l'enveloppe complexe $x(t)$, de son transposé-conjugué $x(t)^H$ et des termes à la fréquence porteuse f_c, est donné par :

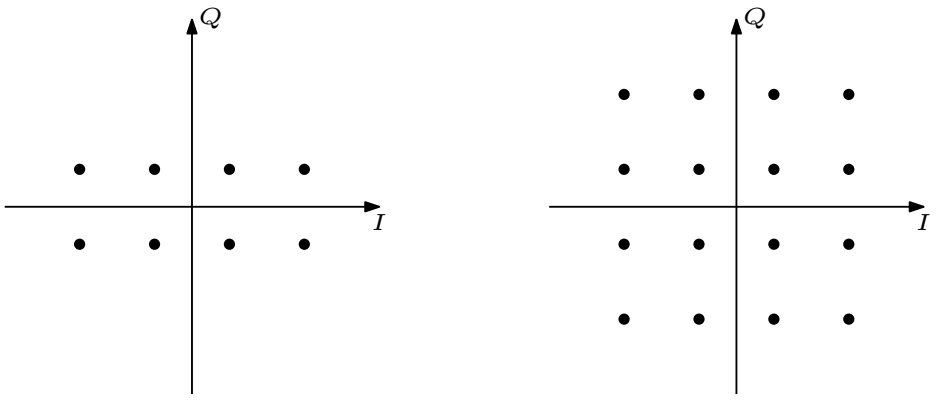
$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{2}\left[x(t)e^{j2\pi f_c t} + x(t)^H e^{-j2\pi f_c t}\right] \tag{1.5}$$

où :

$$\tilde{x}(t) = Re(x(t) \cdot e^{j2\pi f_c t})$$

L'avantage de l'utilisation de l'enveloppe complexe réside dans le fait qu'elle offre plusieurs possibilités en termes d'acquisition et de traitement des signaux basses fréquences. Elle réduit également de manière significative la complexité des calculs numériques.

A titre d'exemple, nous présentons dans la figure (1.2) les constellations pour différentes types de modulations QAM.



(a) 8-QAM (b) 16-QAM

FIGURE 1.2 – Constellation d'une modulation 8-QAM et 16-QAM

1.4 L'amplificateur de puissance dans un système RF

Un des éléments critiques dans le bloc d'émission des systèmes radio sans-fil est l'amplificateur de puissance (PA). Un amplificateur est un dispositif électronique utilisé pour augmenter la puissance d'un signal. Le PA est généralement l'étage final avant l'antenne, qui est conçu pour fournir un gain au signal d'entrée et ainsi la puissance nécessaire à sa transmission dans un canal radio pour atteindre le récepteur. Dans un contexte idéal, l'amplification ne devrait pas affecter le signal utile. Cependant, le PA étant un dispositif non-linéaire, il est source de distorsions comme nous allons le voir par la suite.

1.4.1 Principales caractéristiques du PA

Dans cette section, plusieurs paramètres importants sont donnés pour caractériser un PA : le gain, la conversion de gain et de phase, le point à 1 dB de compression et le rendement énergétique.

1.4.1.1 Le gain

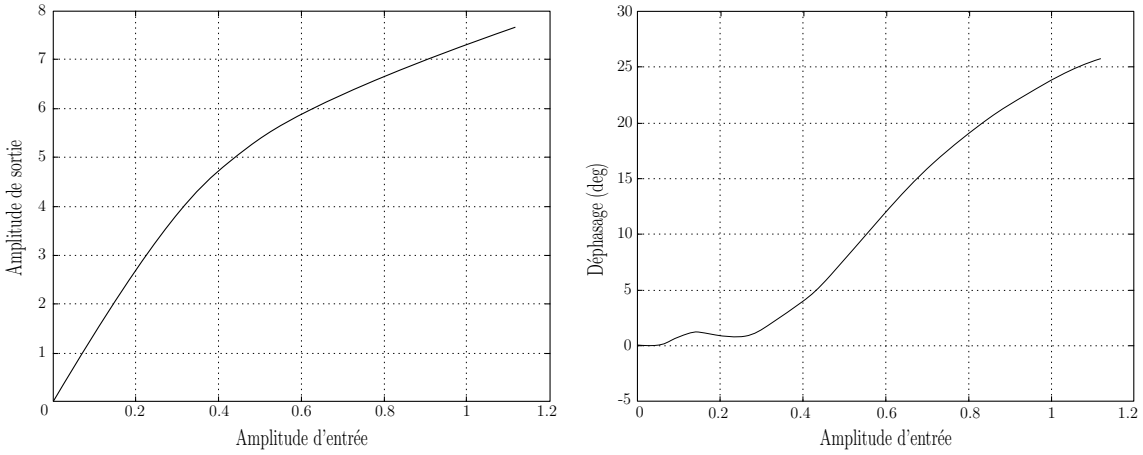
L'une des caractéristiques les plus importantes du PA est le gain. C'est une mesure du niveau d'amplification. Il existe différentes définitions du gain et notamment le gain de puissance et le gain disponible [6]. La puissance délivrée à la fin du circuit d'amplification diffère de la puissance disponible en raison des circuits d'adaptation. Le gain en puissance représente le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée du signal :

$$G = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) = P_{out}(\text{dBm}) - P_{in}(\text{dBm})$$

où P_{in} et P_{out} sont les puissances d'entrée et de sortie exprimées en Watts, tandis que P_{in} (dBm) et P_{out} (dBm) sont les puissances d'entrée et de sortie en dBm. Le gain « G » est en dB.

1.4.1.2 Conversion de Gain AM/AM et de Phase AM/PM

La conversion de gain AM/AM pour (Amplitude Modulation-to-Amplitude Modulation) et de phase AM/PM pour (Amplitude Modulation-to-Phase Modulation) sont des façons typiques de représenter la dépendance de l'amplitude et de la phase du signal de sortie du PA par rapport à l'amplitude du signal d'entrée. Un exemple des caractéristiques AM/AM et AM/PM est présenté dans la figure (1.3).



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

FIGURE 1.3 – Conversion de Gain et de Phase

Idéalement, un PA devrait avoir un gain constant sur toute la plage de fonctionnement. Dans un tel cas, le signal de sortie serait décrit comme suit :

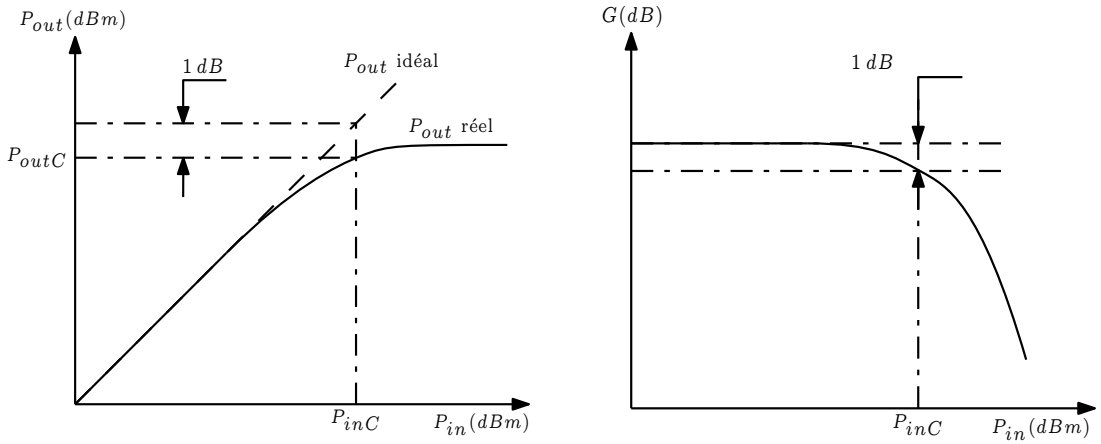
$$y(t) = G \cdot x(t)$$

où G désigne le gain de tension du PA, et $x(t)$ et $y(t)$ sont les tensions à l'entrée et à la sortie du PA, respectivement.
En pratique, il n'est pas possible d'obtenir un gain constant G en raison de la non-linéarité inhérente du PA. Ceci est décrit par la conversion AM/AM [7].

En raison de l'effet non-linéaire dépendant du signal ou du dispositif (puissance moyenne, largeur de bande, conditions de polarisation, température, ...), le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie va changer, principalement à fort niveau. Ceci est caractérisé par la conversion AM/PM [7].

1.4.1.3 Point à 1 dB de compression

Le point à 1 dB de compression est l'une des caractéristiques majeures pour situer les distorsions non-linéaires d'un PA. Par définition, il s'agit du niveau de puissance de sortie pour lequel la caractéristique de transfert (AM/AM) du PA s'écarte de 1 dB de la caractéristique de transfert linéaire (Fig. (1.4.a)). Les points P_{inC} et P_{outC} représentent les niveaux de puissance respectivement d'entrée et de sortie pour lesquels $1\,dB$ de compression de gain est obtenu.



(a) par rapport à P_{out} (b) par rapport au Gain

FIGURE 1.4 – Point à 1 dB de compression

De la même façon, en terme de gain, ce point permet de représenter la baisse de gain de 1 dB par rapport au gain dans la région linéaire (Fig. (1.4.b)). La relation entre le gain réel et le gain linéaire au point de compression de 1 dB est la suivante :

$$G_{1\,dB} = G_{Lin} - 1\,dB$$

où G_{Lin} est le gain de PA en régime linéaire.

1.4.1.4 Le recul en puissance

Pour garantir la bonne transmission du signal et ne pas polluer les canaux adjacents, l'amplificateur est généralement utilisé dans sa zone linéaire, soit avec un certain recul par rapport à sa puissance maximale. Le recul ou bien le "Back-Off" peut se régler par rapport aux puissances d'entrée ou de sortie à la saturation notées respectivement P_{in}^{sat} et P_{out}^{sat}.
Par rapport à la puissance d'entrée à la saturation, nous définissons l'IBO ("Input Back-Off") comme le rapport entre P_{in}^{sat} et la puissance d'entrée P_{in} comme suit :

$$IBO(dB) = 10 \cdot log\left[\frac{P_{in}^{sat}}{P_{in}}\right] = P_{in}^{sat}(dBm) - P_{in}(dBm) \tag{1.6}$$

Par rapport à la puissance de sortie à la saturation, nous définissons l'OBO ("Output Back-Off") comme le rapport entre P_{out}^{sat} et la puissance de sortie P_{out} comme suit :

$$OBO(dB) = 10 \cdot log\left[\frac{P_{out}^{sat}}{P_{out}}\right] = P_{out}^{sat}(dBm) - P_{out}(dBm) \tag{1.7}$$

Les puissances de saturation peuvent être choisies à 1 dB de compression, soient dans ce cas $P_{in}^{sat} = P_{inC}$ et $P_{out}^{sat} = P_{outC}$.

1.4.1.5 Le rendement

On présente dans la figure (1.5) le bilan énergétique d'un PA où P_{in} et P_{out} sont respectivement la puissance du signal d'entrée et celle de sortie, P_{DC} est la puissance fournie par la source d'alimentation et P_D représente la puissance totale dissipée sous forme de chaleur.

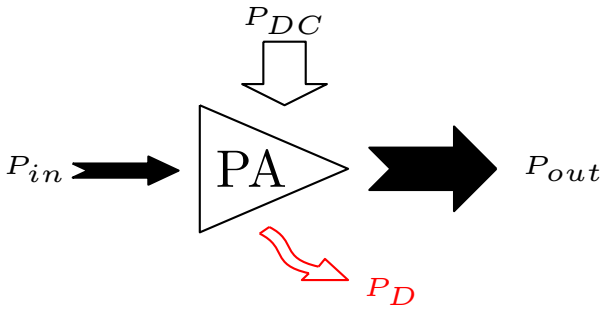


FIGURE 1.5 – Bilan de puissance d'un PA

La relation entre ces quatre puissances est donnée par l'équation de conservation de l'énergie suivante :

$$P_{in} + P_{DC} = P_{out} + P_D$$

Le rendement est une caractéristique très importante pour les PAs dans les systèmes de communication RF. Il existe deux définitions principales du rendement, le rendement DC et le rendement PAE [8].

Le rendement DC désigné par η décrit le rapport entre la puissance de sortie du PA et la consommation du PA et est donné sous la forme :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$$

Un PA avec un rendement plus élevé consommera moins d'énergie pour une puissance de sortie donnée. Cela est très important dans le cas des applications utilisant des batteries. Cette définition ne tient pas compte de la puissance d'entrée du PA.

Le rendement PAE pour « Power Added Efficiency » donne le rapport entre la puissance ajoutée du PA et la puissance consommée :

$$\text{PAE} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}$$

Si le gain est élevé, le PAE et le rendement DC sont approximativement égaux.

La figure (1.6) montre la courbe du PAE d'un PA en fonction du P_{in}. Nous pouvons constater que le rendement est maximal lorsque le PA fonctionne à proximité de la zone de compression. Par conséquent, si nous visons un rendement maximal, des distorsions non-linéaires peuvent apparaître à la sortie.

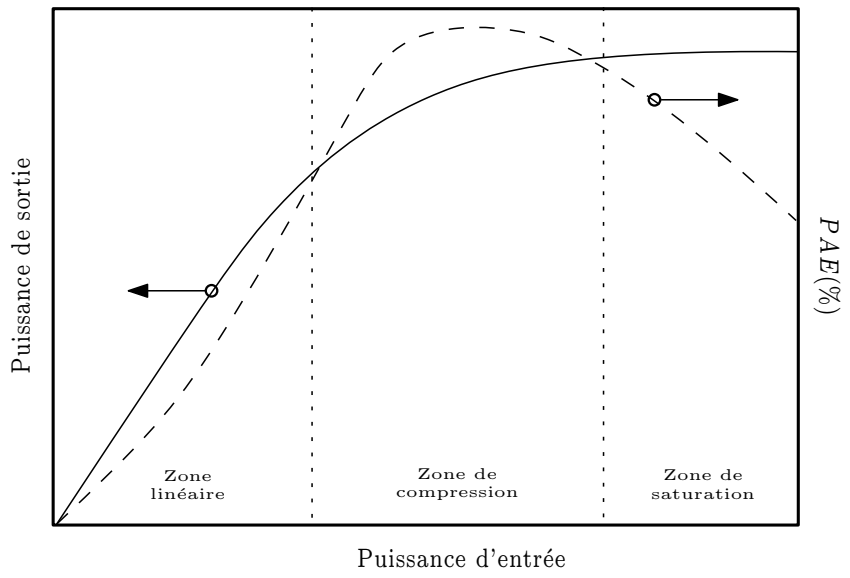


FIGURE 1.6 – Rendement d'un PA

A partir de la figure (1.6), nous pouvons distinguer trois zones typiques du comportement du PA à savoir :

- Une zone linéaire, où le rendement du PA est faible, caractérisée par un rapport linéaire entre la puissance des signaux d'entrée et de sortie. Le coefficient de proportionnalité dans ce cas est le gain du PA. En outre, dans cette zone, le déphasage engendré par le PA est presque constant.
- Une deuxième zone correspond à la région où le comportement du PA commence à être non-linéaire, appelée zone de compression du PA. Le gain du PA n'est plus constant et commence à diminuer avec l'augmentation de la puissance d'entrée. C'est la zone où le PA présente son meilleur rendement. C'est également dans cette région que se trouve le point à 1 dB de compression.
- Une dernière zone appelée saturation, où le PA atteint la valeur maximale de la puissance qu'il est en mesure de fournir (Puissance de saturation P_{sat}). Le rendement du PA dans cette zone se détériore avec l'augmentation de la puissance moyenne d'entrée.

1.4.2 Génération de composantes aux fréquences harmoniques et de produits d'intermodulation

Comme présenté précédemment, le PA est un composant électronique non-linéaire, ce qui implique que sa puissance de sortie n'est pas une fonction linéaire de la puissance du signal d'entrée injecté. Ceci est synonyme d'un gain variable entre l'entrée et la sortie du PA en fonction des puissances et des fréquences utilisées. Cette non-linéarité se manifeste dans le domaine des fréquences par la génération de nouvelles composantes fréquentielles dites composantes harmoniques et produits d'intermodulation.
Dans cette section, nous analyserons le comportement du PA par rapport à différents types de signaux d'entrée : mono-porteuse CW (Continuous Wave), bi-porteuse, multi-porteuse et modulé.

1.4.2.1 Signal mono-porteuse

Le signal mono-porteuse est un test classique qui a pour objet d'évaluer les caractéristiques d'un amplificateur de puissance en termes de linéarité et de rendement. Sa mise en œuvre est très simple, elle consiste à exciter le circuit d'amplification avec une porteuse non modulée purement sinusoïdale d'amplitude A et de fréquence f_0 comme le montre la figure (1.7).

La relation suivante exprime la forme générale du signal d'entrée utilisé dans ce test :

$$\tilde{x}(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t) = A \cdot \cos(\omega_0 t) \tag{1.8}$$

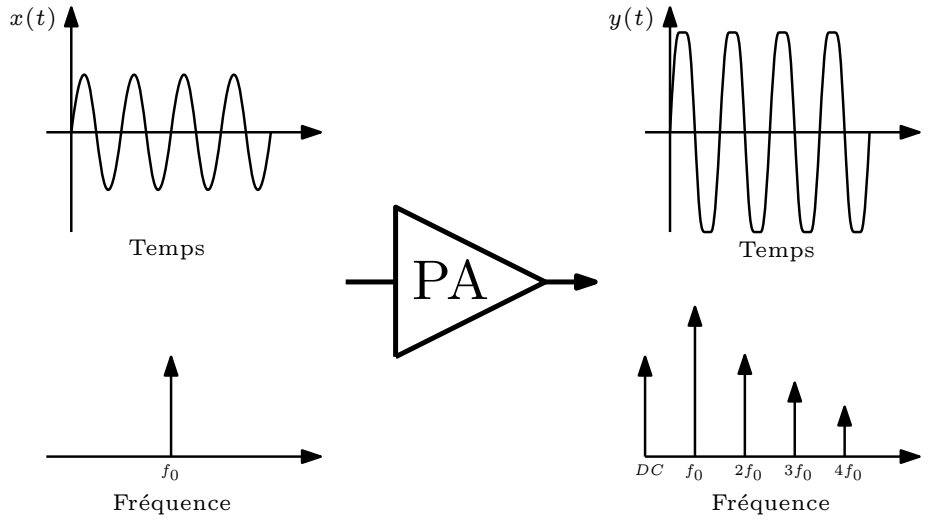


FIGURE 1.7 – Caractérisation mono-porteuse d'un amplificateur

La réponse temporelle du PA, surtout en zone saturée proche du niveau de puissance maximale, montre une distorsion du signal à la sortie du PA, qui se traduit dans le domaine fréquentiel par la génération de nouvelles composantes à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale du signal d'entrée f_0 : ($2f_0$, $3f_0$, $4f_0$, ...), appelées composantes harmoniques. La puissance de ces composantes harmoniques est d'autant plus élevée que l'amplificateur est non-linéaire.

Pour un PA sans mémoire, le signal de sortie composé de la composante fondamentale et des composantes harmoniques peut être écrit comme suit :

$$y(t) = y_0 + \sum_{k=1}^{N} y_k \cdot \cos(k\omega_0 t + \phi_k) \tag{1.9}$$

où k est l'indice de la composante. Le nombre de composantes harmoniques N dépend du degré de non-linéarité du PA.

Habituellement, la caractérisation consiste à tracer les courbes AM/AM, AM/PM et de rendement du PA en faisant varier l'amplitude du signal d'excitation. À titre d'exemple, la figure (1.8) est une illustration des caractéristiques de conversion et de rendement d'un PA.

Le test mono-porteuse constitue une bonne approche, simple à mettre en œuvre et permet de caractériser l'effet fondamental de la non-linéarité du PA. Cependant, pour les

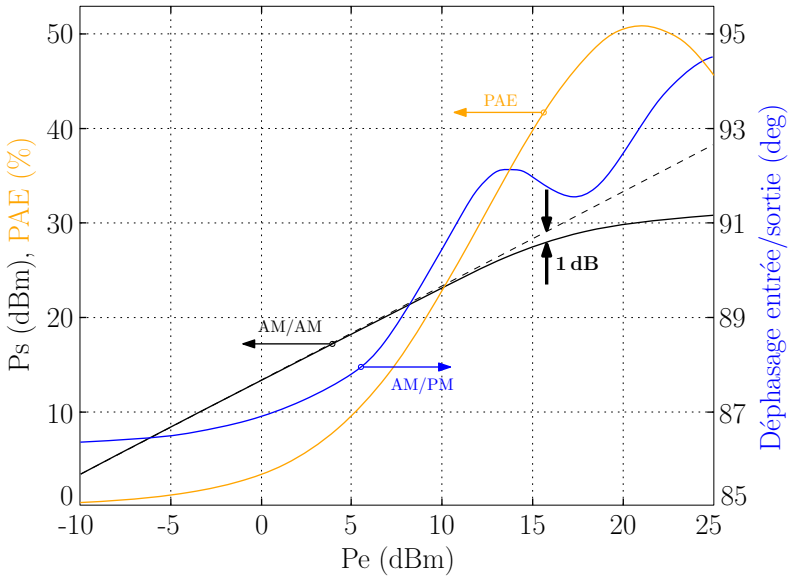


FIGURE 1.8 – Caractéristiques AM/AM, AM/PM et PAE en fonction de la puissance d'entrée

signaux de communication actuels, il reste limité et ne permet pas une caractérisation plus fine des effets de non-linéarité en présence de signaux modulés. Par conséquent, ce test doit d'être complété par d'autres tests avec des signaux multi-porteuses.

1.4.2.2 Signal bi-porteuse

Pour une caractérisation plus pertinente, une autre solution consiste à exciter le PA par un signal bi-porteuse. Ce signal est équivalent à une porteuse à enveloppe variable et est plus proche des signaux utilisés dans les systèmes de télécommunications. Cela nous permettra de mieux décrire le comportement non-linéaire du PA. Ce signal bi-porteuse est constitué de deux sinusoïdes étroitement espacées en fréquence, autour de f_0, tel que :

$$\tilde{x}(t) = A \cdot \cos(2\pi f_1 t) + A \cdot \cos(2\pi f_2 t) = A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t) \quad (1.10)$$
$$avec\, \Delta f = |f_1 - f_2| \ll f_0$$

où f_1 et f_2 représentent les deux fréquences porteuses.

Le signal $\tilde{x}(t)$ est similaire à une porteuse modulée par un signal sinusoïdal et peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\tilde{x}(t) = 2A \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \cos(\omega_c t)$$

avec $\omega_m = \frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)$ et $\omega_c = \frac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)$

Lorsqu'un signal composé de plusieurs fréquences est injecté dans un PA non-linéaire, le signal résultant contient non seulement des fréquences harmoniques ($2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$, ...), mais aussi des fréquences résultantes de la combinaison de mf_1 et nf_2, comme le montre la figure (1.9).

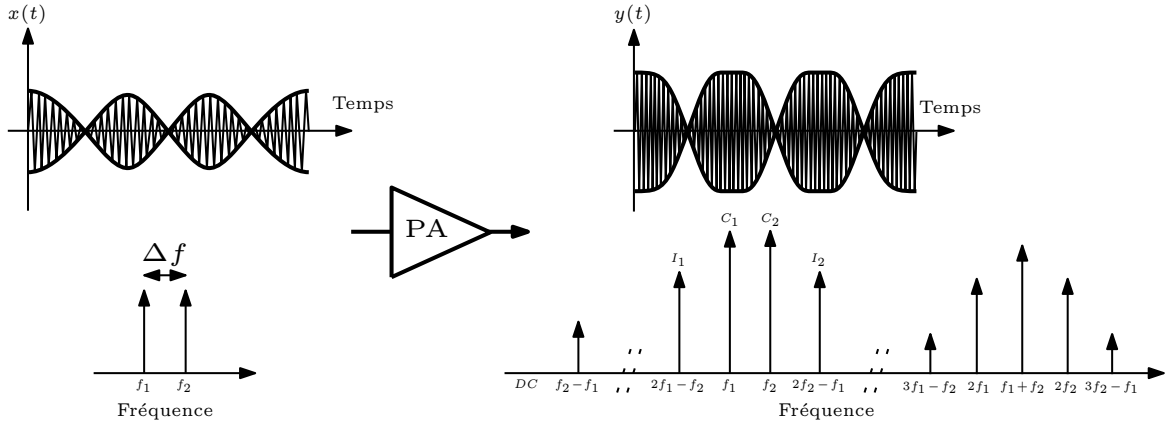


FIGURE 1.9 – Caractérisation bi-porteuse d'un amplificateur

Ces composantes dites produits d'intermodulations, sont générées à des fréquences $mf_1 + nf_2$ avec $\{m, n\} \in Z^2$. Les produits d'intermodulation d'ordre impair ($|m|+|n| = 3, 5, 7...$) sont les plus susceptibles de perturber le signal à amplifier car ils se trouvent dans la bande utile de l'amplificateur. Par conséquence, ils permettent une bonne illustration des effets non-linéaires du PA. En général, parmi les produits d'intermodulation générés, ceux d'ordre 3 et 5 ont la puissance la plus élevée.

Dans la chaîne d'émission, et afin de quantifier le niveau de ces remontées, nous faisons appel à un facteur de mérite appelé rapport d'intermodulation d'ordre 3, noté $C/I3$ pour Carrier to Inter-modulation distortion ratio d'ordre 3. Il décrit le rapport de puissance entre les raies porteuses (C_1 et C_2) et les raies d'intermodulation (I_1 et I_2). Ce rapport s'écrit sous la forme suivante :

$$C/I3(dBc) = 10 \cdot log_{10}\left(\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2}\right)$$

Lorsque la réponse fréquentielle est asymétrique, il est préférable de séparer les ratios pour les deux bandes adjacentes en calculant indépendamment les ratios $C/I3$ de gauche et $C/I3$ de droite. De la même manière, les rapports d'intermodulation pour les ordres supérieurs ($C/I5$, $C/I7$) peuvent également être évalués.

Cette caractérisation initiale permet une estimation de base des distorsions quantifiant le comportement non-linéaire du PA. Cela ne permet pas une représentation complète du comportement du PA lorsqu'il est exposé à des signaux de communication numériques

réels plus complexes. De plus, comme nous le présenterons dans ce qui suit, en raison des effets mémoire non-linéaires du PA, les rapports d'intermodulation dépendent également de l'espacement de fréquence Δf.

1.4.2.3 Signal multi-porteuse

Une troisième caractérisation possible consiste à mettre en œuvre un signal multi-porteuse semblable à un bruit blanc gaussien comme signal de test, à partir duquel un autre critère de linéarité peut être défini : le NPR (Noise Power Ratio).

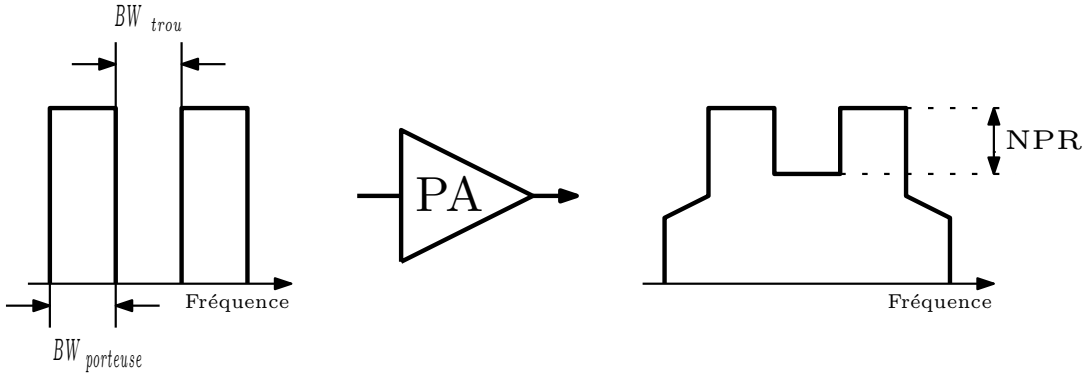


FIGURE 1.10 – Caractérisation multi-porteuse d'un amplificateur (NPR)

Cette caractérisation est basée sur l'utilisation d'un signal multi-porteuse constitué d'un grand nombre de porteuses d'amplitudes égales et de phases aléatoires, de manière à occuper toute la largeur du canal sauf au milieu où un trou est formé, comme le montre la figure (1.10). La non-linéarité de l'amplificateur entraînera la génération d'un signal parasite dans le trou. Le NPR servira alors à évaluer le rapport entre la puissance moyenne du signal utile et le bruit d'intermodulation dans le trou [9, 10, 11]. Il est exprimé comme suit :

$$\text{NPR (dB)} = 10 \cdot log_{10} \left(\frac{2 \int_{BW_{trou}} DSP(f) \cdot df}{\int_{BW_{porteuse}} DSP(f) \cdot df} \cdot \frac{BW_{porteuse}}{BW_{trou}} \right)$$

où $DSP(f)$ représente la densité spectrale de puissance en sortie.

1.4.2.4 Signal modulé

Les nouvelles applications de télécommunications modernes exigent la transmission de plus de données sur la même bande passante. À cette fin, plusieurs techniques de modulation et d'accès multiple ont été développées, qui ont rendu les signaux utilisés de plus en plus complexes avec des enveloppes temporelles fortement variables.

Afin de mieux caractériser les effets dus à l'utilisation du PA dans ce type d'applications, deux principaux critères de linéarité sont évalués, l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) dans le domaine fréquentiel et l'EVM (Error Vector Magnitude) dans le domaine temporel [12][13]. Ils caractérisent respectivement les remontées spectrales dans les bandes adjacentes au signal utile et les distorsions sur le diagramme de la constellation.

L'ACPR :

Les remontées spectrales sont des phénomènes non-linéaires typiques [14]. En comparant les spectres des signaux d'entrée et de sortie du PA quand celui-ci est excité par un signal modulé (Fig. (1.11)), nous pouvons voir que l'amplificateur génère des remontées spectrales dans les canaux de fréquences adjacents. Ces remontées ne peuvent pas être éliminées par un simple filtrage car elles sont trop proches de la bande utile du PA.

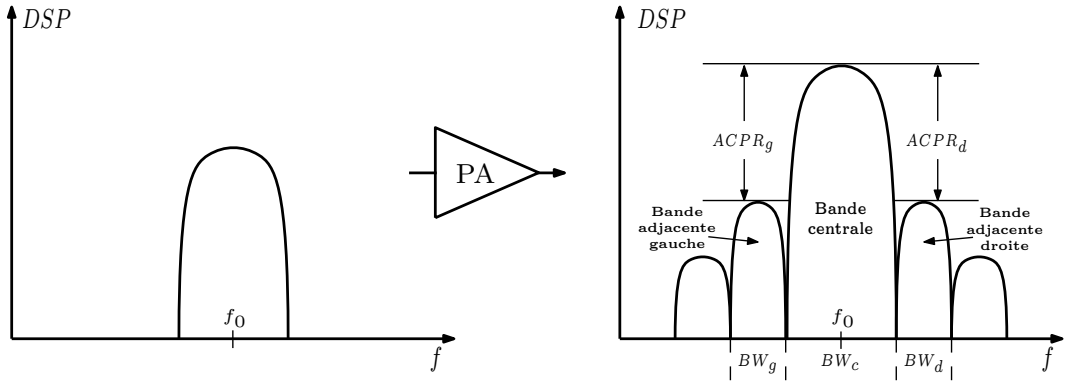


FIGURE 1.11 – Caractérisation de l'ACPR d'un amplificateur

L'ACPR permet de décrire le rapport de puissance entre les niveaux indésirables dans les bandes adjacentes et le signal dans la bande principale. La non-linéarité du PA est le principal contributeur à ce phénomène.
L'ACPR est donné par la relation suivante :

$$ACPR(dBc) = \frac{2\int_{BW_c} DSP(f)\cdot df}{\int_{BW_d} DSP(f)\cdot df + \int_{BW_g} DSP(f)\cdot df}$$

Les valeurs d'offset de fréquence et la largeur de bandes adjacentes (BW_g et BW_d) ne sont pas figées et varient selon les standards et le type de modulation du signal.
On peut aussi dissocier les remontées spectrales du côté gauche et du côté droit, en définissant l'ACPR gauche et droit qui, comme nous le verrons par la suite, peuvent se révéler différents.

EVM :

L'Error Vector Magnitude est un autre critère utilisé pour évaluer les non-linéarités du PA dans le domaine temporel lorsque celui-ci est excité par un signal modulé. La mesure de l'EVM se fait à l'aide de signaux en bande de base (IQ), ce qui nécessite une démodulation du signal RF amplifié. La figure (1.12) montre la constellation du signal modulé à l'entrée et à la sortie du PA. Nous constatons, à partir des deux constellations, une déformation de la constellation de sortie due aux fluctuations de gain et de phase. Cette mesure est adoptée par divers standards de communication pour évaluer les distorsions dans la bande utile (in-band), qui détériorent la qualité de transmission (Taux d'Erreur Binaire) en provoquant de fausses décisions au niveau du récepteur.

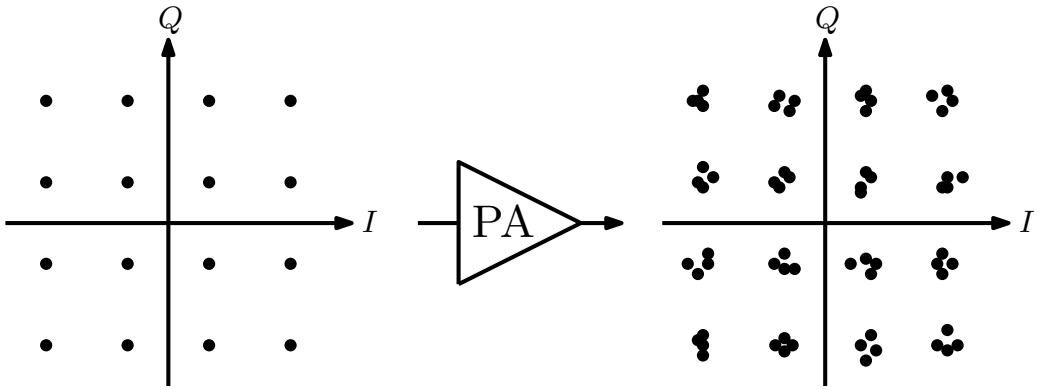


FIGURE 1.12 – Constellation du signal d'entrée et de sortie d'un amplificateur

L'EVM, exprimé en pourcentage (%), comme le montre la figure (1.13), mesure l'écart de position (vecteur d'erreur) entre chaque symbole reçu et la position idéale attendue. L'EVM est donnée par l'expression définie ci-dessous :

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^{M} |S_{idéal,m} - S_{mesuré,m}|^2}{\sum_{m=1}^{M} |S_{idéal,m}|^2}}$$

où M est le nombre de points de la constellation, $S_{idéal,m}$ et $S_{mesuré,m}$ sont respectivement les points de la constellation idéaux et mesurés.

1.4.3 Les effets mémoire

Dans certaines caractérisations initiales, le PA est considéré comme ayant un fonctionnement statique. C'est-à-dire que le signal de sortie au moment (t) n'est relié qu'à l'entrée en même moment. Mais dans la réalité et avec les nouvelles normes de communication

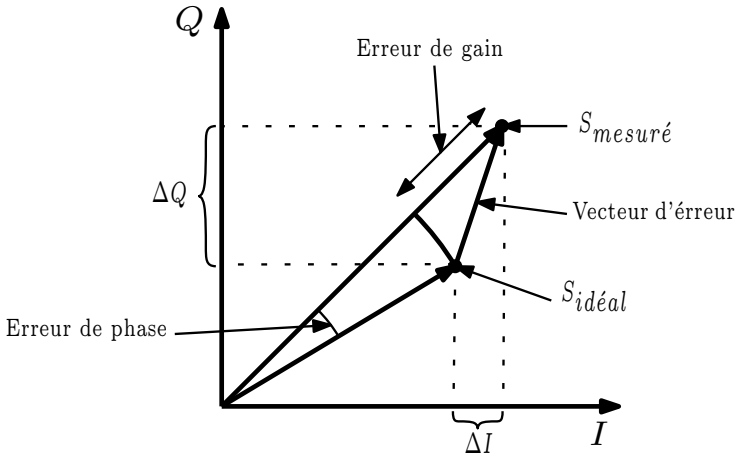


FIGURE 1.13 – Schéma de calcul de l'EVM

sans-fil, utilisant des signaux larges bandes et à enveloppe variable, le PA peut présenter des phénomènes dispersifs non-linéaires et dynamiques. Ces phénomènes dits « effets mémoire » sont essentiellement dus à des constantes de temps multiples résultant d'interactions complexes entre les différentes composantes structurant le PA. La réponse du PA dépend également de la température ambiante, de l'auto-échauffement des dispositifs actifs, du vieillissement des composants, etc. Par conséquent, la sortie du PA n'est pas instantanée, elle dépend du signal d'entrée à l'instant (t), mais aussi des excitations et des états précédents du PA $(t - \tau)$.

Une méthode pour mettre en évidence l'impact de ces effets mémoires sur les caractéristiques du PA est de tracer les courbes de conversion de gain AM/AM et de phase AM/PM avec un signal mono-porteuse, obtenus pour différentes fréquences porteuses, comme le montre la figure (1.14). Dans ce cas, pour une puissance d'entrée fixe, le PA délivre plusieurs valeurs du niveau de sortie selon la fréquence de la porteuse utilisée.

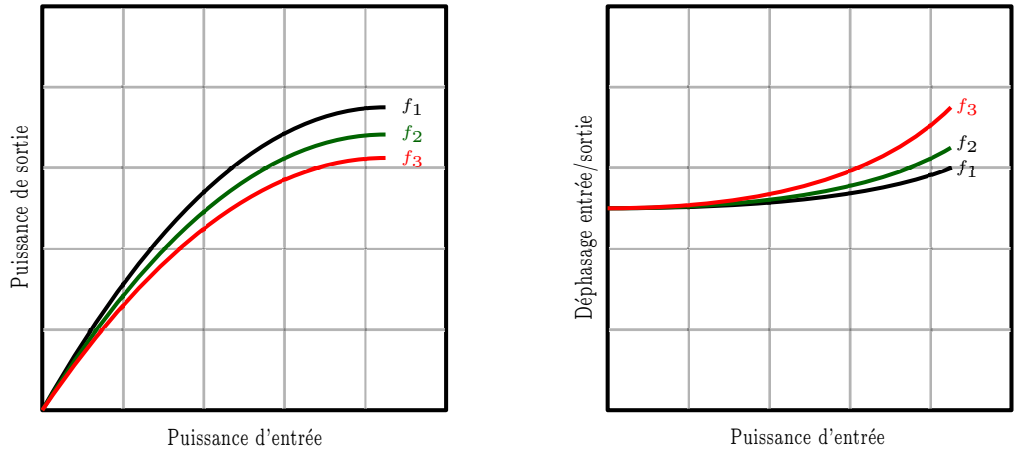
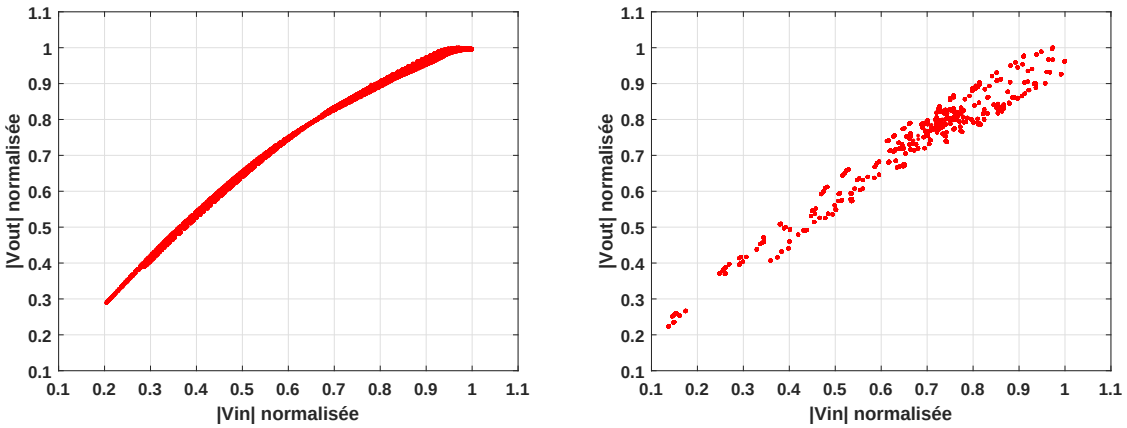


FIGURE 1.14 – Distorsion du PA en fonction de la fréquence porteuse

La figure (1.15) présente l'influence de la largeur de bande, dans le cas des signaux modulés, sur l'intensité des effets mémoire.



(a) Largeur de bande 2 MHz (b) Largeur de bande 20 MHz

FIGURE 1.15 – Effets mémoire pour des signaux avec différentes bandes de fréquence

Comme mentionné précédemment, et comme le montre la figure (1.16), les remontées spectrales dans les bandes adjacentes gauche et droite, lorsqu'on utilise un signal modulé complexe, ne sont toujours pas les mêmes [15] du fait des effets mémoire engendrés par le PA.

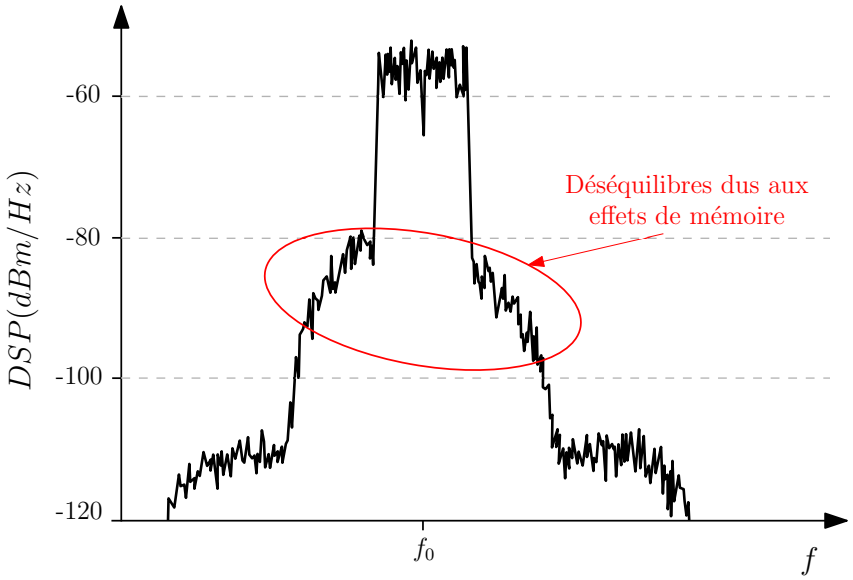


FIGURE 1.16 – Spectre du signal de sortie d'un PA en présence d'effets mémoire

1.5 Modélisation comportementale des amplificateurs de puissance

La modélisation d'un système donné permet de le remplacer par un modèle mathématique dit comportemental, afin d'en étudier son comportement seul ou associé à d'autres éléments. Cela permet d'intégrer le modèle dans un système plus complexe et de réduire le temps de calcul de la réponse à une excitation du dispositif complet.
Ces dernières années, la modélisation des PAs a fait l'objet de nombreuses études et travaux. Le principe de la modélisation comportementale du PA est de le remplacer par une relation mathématique reliant son entrée et sa sortie. Nous nous intéressons ici aux modèles équivalents en bande de base. Si nous notons $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ l'entrée et la sortie RF du PA, le modèle équivalent en bande de base relie l'enveloppe complexe du signal d'entrée $x(t)$ à l'enveloppe complexe du signal de sortie $y(t)$. Nous présentons ici un aperçu des modèles comportementaux non-linéaires des PAs qui peuvent être classés en deux grandes catégories : les modèles non-linéaires sans mémoire et les modèles non-linéaires avec effets mémoire.

1.5.1 Amplificateur idéal

Un amplificateur de puissance est dit idéal lorsque l'enveloppe complexe de sa sortie $y(t)$ est linéaire par rapport à l'enveloppe complexe de son entrée $x(t)$. Dans un tel modèle, la sortie à l'instant t ne dépend que de la valeur de l'entrée au même moment (pas d'effets mémoire). La fonction du transfert d'un PA idéal est la suivante :

$$y(t) = G \cdot x(t) \tag{1.11}$$

Pour un signal échantillonné, pour l'échantillon n correspondant à $t = n \cdot T_e$, avec T_e la période d'échantillonnage, nous notons :

$$y(n) = G \cdot x(n) \tag{1.12}$$

avec G le gain linéaire du PA idéal.

Dans ce cas, nous supposons que la puissance de sortie du PA suit toujours la variation de la puissance d'entrée par un gain G constant. La figure (1.17) montre une comparaison des caractéristiques de transfert entrée/sortie d'un PA idéal et d'un PA réel. Nous pouvons voir que dans le cas du PA réel, la puissance de sortie est limitée en raison du phénomène de saturation.

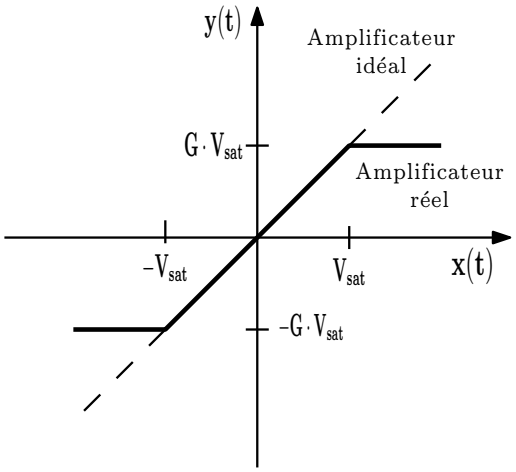


FIGURE 1.17 – Fonction de transfert d'un PA idéal et un PA réel

1.5.2 Modèles non-linéaires sans effet mémoire

Dans ce qui suit, nous présenterons certains modèles de PA qui ne prennent pas en compte les effets mémoire, en ne modélisant que le comportement non-linéaire du PA.

Modèle polynomial :

Ce modèle est un modèle de PA bien connu. Il utilise une série polynomiale à coefficients complexes pour décrire la relation non-linéaire entrée/sortie [16] :

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P-1} c_p \cdot |x(n)|^p \cdot x(n) \tag{1.13}$$

où $x(n)$ et $y(n)$ sont respectivement les échantillons de l'enveloppe complexe d'entrée et de sortie du PA, P est l'ordre maximal de la non-linéarité et c_p sont les coefficients complexes du modèle.

En général, étant donné la forme de la caractéristique d'entrée/sortie, seuls les termes non-linéaires d'ordre impair sont pris en compte [17, 18]. Le modèle polynomial d'ordre impair est donné par :

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P-1} c_{2p+1} \cdot |x(n)|^{2p} \cdot x(n) \tag{1.14}$$

Modèle de Saleh :

Ce modèle a été conçu à la base pour modéliser des amplificateurs à tube à ondes progressives (TWTA) [19]. Il est défini par des fonctions à deux paramètres (F_a, F_p) pour représenter les caractéristiques du PA [19]. Ses fonctions de conversion de gain et de phase sous forme polaire sont décrites par :

$$F_a(x(n)) = \frac{\alpha_a \cdot |x(n)|}{1 + \beta_a \cdot |x(n)|^2} \tag{1.15}$$

$$F_p(x(n)) = \frac{\alpha_p \cdot |x(n)|^2}{1 + \beta_p \cdot |x(n)|^2} \tag{1.16}$$

où F_a et F_p sont les fonctions de conversion AM/AM et AM/PM respectivement. Les coefficients constants α_a, α_p, β_a et β_p permettent de modéliser le comportement du PA. Ainsi, la sortie distordue du PA est exprimée sous la forme :

$$y(n) = F_a\left(|x(n)|\right) e^{j(arg(x(n)) + F_p(|x(n)|))} \tag{1.17}$$

Modèle de Rapp :

Ce modèle est souvent utilisé pour décrire le comportement non-linéaire des amplificateurs de puissance à semi-conducteurs (SSPA). Similaire au modèle de Saleh, il est également basé sur deux fonctions (F_a, F_p) [20]. Le modèle Rapp est obtenu en formulant F_a de (1.15) sous la forme suivante :

$$F_a(x(n)) = \frac{|x(n)|}{\left(1 + \left(\frac{|x(n)|}{V_{sat}}\right)^{2p}\right)^{1/2p}} \tag{1.18}$$

où V_{sat} est la tension de sortie à la saturation du PA, p est utilisé pour contrôler la courbure de la courbe AM/AM près de la zone de saturation.
En raison de la distorsion de phase très limitée des SSPA, celle-ci peut être ignorée. Ainsi, le modèle Rapp est représenté uniquement par F_a.

1.5.3 Modèles non-linéaires avec effets mémoire

1.5.3.1 Modèles basés sur les séries de Volterra

Les séries de Volterra sont une combinaison de convolution linéaire et de séries de Taylor, ce qui permet une caractérisation de tout système stable non-linéaire avec effets mémoire [21]. Une série de Volterra tronquée dans le domaine temporel discret peut être écrite comme suit :

$$y(n) = \sum_{p=1}^{P} y_p(n) \tag{1.19}$$

où :

$$y_p(n) = \sum_{i_1=0}^{M-1} ... \sum_{i_p=0}^{M-1} h_p(i_1, ..., i_p) \cdot \prod_{j=1}^{p} x(n - i_j) \tag{1.20}$$

$x(n)$ et $y(n)$ représentent respectivement l'entrée et la sortie du système non-linéaire, P et M sont respectivement l'ordre des non-linéarités et la profondeur de mémoire, et $h_p(i_1,...,i_p)$ sont l'équivalent passe-bas du « Noyau de Volterra » d'ordre p. Le modèle de Volterra est robuste et peut fournir une plus grande précision par rapport aux autres modèles de PA à mémoire, mais il est très complexe et peut converger lentement [22]. En fait, son principal inconvénient est que le nombre de coefficients augmente considérablement avec l'ordre de non-linéarité et la profondeur de la mémoire. Cet inconvénient rend les séries de Volterra peu attrayantes pour les applications en temps réel. Cela nous pousse à utiliser des cas particuliers des séries de Volterra qui ne retiennent que quelques termes de ces séries. Ces cas sont souvent appelés modèles réduits ou dérivés des séries de Volterra. Un aperçu de certains de ces modèles, les plus utilisés, est présenté dans cette section.

Modèle polynomial à mémoire :

Un des modèles de PA les plus utilisés est le modèle polynomial à mémoire ou modèle MP (pour Memory Polynomial model) [23]. Ce modèle peut être décrit à la fois comme une extension du modèle polynomial classique pour inclure les effets mémoire, ou comme un cas spécial du modèle de Volterra, en exploitant le fait que les non-linéarités dans le PA sont quasi-indépendantes de la phase, pour n'inclure que les termes diagonaux en considérant que tous les noyaux du modèle de Volterra sont nuls sauf les noyaux $h_k(q_1, q_2, ... , q_k)$ où $q_1 = q_2 = ... = q_k$. Par conséquent, le nombre de coefficients est considérablement

réduit par rapport au modèle de Volterra conventionnel, et la complexité du processus d'identification des coefficients est fortement diminuée.

Le modèle polynomial à mémoire peut être également considéré comme des modèles non-linéaires sans mémoire connectés en parallèle, chacun avec un signal d'entrée retardé individuellement de sorte que les sorties des sous-modèles non-linéaires soient additionnées, comme le montre la figure (1.18).

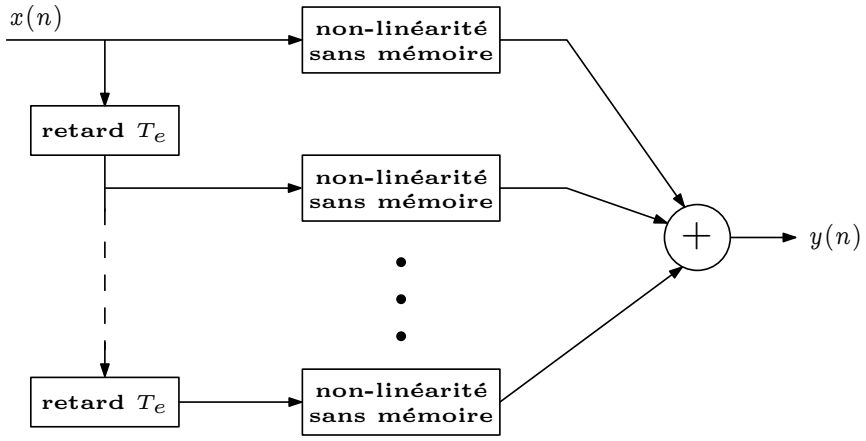


FIGURE 1.18 – Principe du modèle MP

La relation entre l'entrée et la sortie du modèle MP est donnée par :

$$y_{MP}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{pm} \cdot |x(n-m)|^p \cdot x(n-m) \tag{1.21}$$

où a_{pm} sont les coefficients du modèle. P et M représentent respectivement l'ordre de non-linéarité et la profondeur de mémoire du modèle.

Comme pour le modèle polynomial (Éq. (1.14)), la complexité du modèle MP peut être réduite d'avantage en considérant seulement les ordres impaires du polynôme. Alors, le modèle MP peut être présenté comme suit, avec un ordre de non-linéarité de $2P-1$:

$$y_{MP}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{2p+1,m} \cdot |x(n-m)|^{2p} \cdot x(n-m) \tag{1.22}$$

Modèle polynomial à mémoire généralisé :

Un autre modèle important, également dérivé du modèle de Volterra, est le modèle polynomial à mémoire généralisé ou GMP (Generalized Memory Polynomials) [24]. Ce modèle peut être considéré comme une extension du modèle MP en introduisant des

produits avec différents décalages temporels, qui sont généralement appelés termes croisés. Alors, au-delà des termes diagonaux de la série de Volterra, il conserve d'autres noyaux appelés termes d'enveloppe en avance et en retard.

Le modèle GMP peut s'écrire comme suit [25] :

$$\begin{aligned} y_{GMP}(n) &= \sum_{p=0}^{P_a-1}\sum_{m=0}^{M_a-1} a_{pm}\cdot x(n-m)\cdot|x(n-m)|^p \\ &+ \sum_{p=1}^{P_b}\sum_{m=0}^{M_b-1}\sum_{l=1}^{L_b} b_{pml}\cdot x(n-m)\cdot|x(n-m-l)|^p \\ &+ \sum_{p=1}^{P_c}\sum_{m=0}^{M_c-1}\sum_{l=1}^{L_c} c_{pml}\cdot x(n-m)\cdot|x(n-m+l)|^p \end{aligned} \tag{1.23}$$

où P_a, P_b et P_c sont les ordres de non-linéarité ; M_a, M_b et M_c sont les profondeurs de mémoire ; L_b et L_c sont respectivement la longueur maximale du retard et d'avance. a_{pm}, b_{pml} et c_{pml} sont respectivement les coefficients complexes du terme direct, du retard et de l'avance du modèle.
Le modèle GMP est largement utilisé et présente un bon compromis entre la précision et la complexité [26]. Il peut être classé entre le modèle MP et la série Volterra en termes de complexité et de performances.

Modèle polynomial orthogonal :

Pour éviter la non-orthogonalité du modèle polynomial conventionnel (Éq. (1.13)), un nouveau modèle polynomial à base orthogonale est proposé dans [27]. Ce modèle permet de réduire le problème d'instabilité numérique rencontré dans le cas du modèle polynomial conventionnel et donc d'améliorer la précision de la modélisation.

La nouvelle version du modèle polynomial conventionnel sans mémoire avec une base orthogonale $\psi_k(|x|)$ est la suivante :

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p \cdot \psi_p(x(n)) \tag{1.24}$$

où :

$$\psi_p(x) = \sum_{i=0}^{p} U_{ip} \cdot |x|^i \cdot x \tag{1.25}$$

et U_{ik} sont les coefficients des fonctions de base du modèle polynomial orthogonal.

Le modèle polynomial orthogonal dépend des fonctions de densité de probabilité de l'amplitude du signal. En considérant que le module du signal complexe d'entrée $|x|$ est distribué dans $[0, 1]$, U_{ik} est donné par :

$$U_{ip} = \begin{cases} (-1)^{i+p} \cdot \left(\frac{(p+i)!}{(i-1)!(i+1)!(p-i)!} \right), & i \leq p \\ 0, & i > p \end{cases} \tag{1.26}$$

En prenant en compte les effets mémoire, la transformation du modèle MP est également proposée [27] :

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \beta_{pm} \cdot \psi_{pm}(x(n-m)) \tag{1.27}$$

Dans ce cas, l'orthogonalité n'est conservée que parmi les termes ayant le même retard.

1.5.3.2 Modèles non-linéaires en blocs

Les non-linéarités et les effets mémoire des PAs peuvent également être modélisés séparément par l'association de blocs dynamiques linéaires invariants dans le temps (LTI) et de blocs statiques non-linéaires. Cette association est appelée système non-linéaire en blocs (Block-oriented nonlinear system) [28]. En général, la non-linéarité statique peut être décrite par un modèle polynomial complexe et la partie dynamique par un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Dans cette section, nous présentons quelques-uns de ces systèmes en blocs, tels que le modèle de Wiener, le modèle de Hammerstein et le modèle de Wiener-Hammerstein / Hammerstein-Wiener.

Wiener :

Le modèle de Wiener est un système linéaire invariant dans le temps (LTI) suivi d'une non-linéarité sans mémoire, comme le montre la figure (1.19). Les deux sous-systèmes en temps discret sont donnés par :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{P} b_i \cdot v(n) \cdot |v(n)|^{2i} \tag{1.28}$$

avec :

$$v(n) = \sum_{i=0}^{M} h_i \cdot x(n-i) \tag{1.29}$$

où l'Éq. (1.28) est la fonction non-linéaire sans mémoire. $x(n)$ représente l'entrée du filtre FIR, $v(n)$ représente l'entrée de la partie non-linéaire sans mémoire et $y(n)$ représente la sortie de la partie non-linéaire sans mémoire. b_i sont les coefficients du polynôme décrivant la non-linéarité sans mémoire et h_i sont les valeurs de la réponse impulsionnelle du bloc LTI. M représente la profondeur des effets mémoires et P est l'ordre de la non-linéarité.

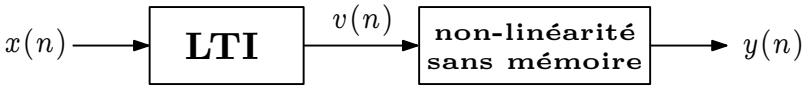


FIGURE 1.19 – Le modèle de Wiener

En appliquant l'Éq. (1.29) dans l'Éq. (1.28), la sortie $y(n)$ du modèle de Wiener est donnée par :

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P} b_p \cdot \left[\sum_{m=0}^{M} h_m \cdot x(n-m) \right] \cdot \left| \sum_{m=0}^{M} h_m \cdot x(n-m) \right|^{2p} \tag{1.30}$$

Hammerstein :

Le modèle de Hammerstein est l'inverse du modèle de Wiener dans sa constitution. Comme présenté dans la figure (1.20), il est composé d'une non-linéarité sans mémoire suivie d'un système LTI. La sortie de la fonction polynomiale est présentée sous la forme :

$$v(n) = \sum_{i=0}^{P} b_i \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{2i} \tag{1.31}$$

Ainsi, la sortie $y(n)$ d'un modèle de Hammerstein est donnée par :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M} h_i \cdot v(n-i) \tag{1.32}$$

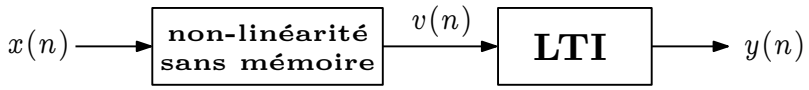


FIGURE 1.20 – Le modèle de Hammerstein

b_i sont les coefficients de la non-linéarité sans mémoire et h_i sont les valeurs de la réponse impulsionnelle du système LTI. L'utilisation de l'Éq. (1.31) dans (1.32) mène à :

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M} h_m \cdot \sum_{p=0}^{P} b_p \cdot x(n-m) \cdot |x(n-m)|^{2p} \tag{1.33}$$

Wiener-Hammerstein et Hammerstein-Wiener :

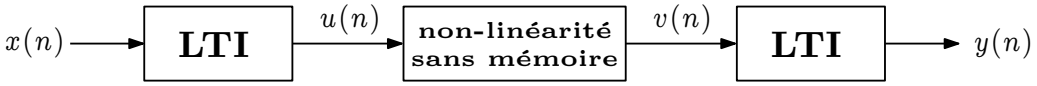


FIGURE 1.21 – Le modèle Wiener-Hammerstein

Le modèle de Wiener-Hammerstein est un modèle à trois blocs. Comme montré dans la figure (1.21), ce modèle est composé de deux systèmes LTI et d'une non-linéarité sans mémoire. Il peut être considéré comme un modèle de Wiener suivi d'un système LTI pour améliorer la précision de la modélisation. Une telle configuration est souvent utilisée dans les systèmes de communication par satellite, où le PA est exploité près de sa zone de saturation [29]. Les sous-systèmes de ce modèle sont décrits par :

$$u(n) = \sum_{i=0}^{M} h_i \cdot x(n-i) \tag{1.34}$$

$$v(n) = \sum_{i=0}^{P} b_i \cdot u(n) \cdot |u(n)|^{2i} \tag{1.35}$$

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L} g_i \cdot v(n-i) \tag{1.36}$$

où h_i et g_i sont, respectivement, les coefficients des systèmes LTI avant et après le bloc non-linéaire sans mémoire et b_i sont les coefficients du bloc non-linéaire. En combinant les relations (1.34), (1.35) et (1.36), nous obtenons la sortie $y(n)$ en fonction de l'entrée $x(n)$:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L} g_l \cdot \sum_{p=0}^{P} b_p \left[\sum_{m=0}^{M} h_m x(n-m-l)\right] \cdot \left|\sum_{m=0}^{M} h_m x(n-m-l)\right|^{2p} \tag{1.37}$$

Le modèle Hammerstein-Wiener est également un modèle à trois blocs mais il est composé d'un système LTI entre deux blocs non-linéaires sans mémoire. Le bloc de non-linéarité sans mémoire ajouté vise à modéliser les distorsions non-linéaires résiduelles qui n'ont pas été capturées par le premier. Il peut également caractériser les effets mémoire non-linéaire, qui ne peuvent pas être modélisés par le filtre linéaire du milieu. La sortie de chaque bloc dans le modèle de Hammerstein-Wiener est comme suit :

$$u(n) = \sum_{i=0}^{P} b_i \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{2i} \tag{1.38}$$

$$v(n) = \sum_{i=0}^{M} h_i \cdot u(n-i) \tag{1.39}$$

$$y(n) = \sum_{i=0}^{K} c_i \cdot v(n) \cdot |v(n)|^{2i} \tag{1.40}$$

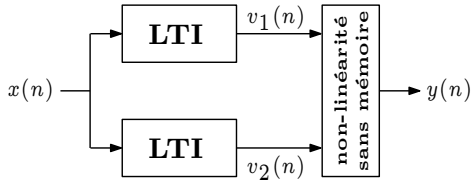
De la même manière que le modèle Wiener-Hammerstein et en utilisant les relations (1.38), (1.39) et (1.40), la sortie $y(n)$ du modèle Hammerstein-Wiener est la suivante :

$$\begin{aligned} y(n) \;=\; & \sum_{k=0}^{K} c_k \cdot \left[\sum_{m=0}^{M} h_m \cdot \sum_{p=0}^{P} b_p \cdot x(n-m) \cdot |x(n-m)|^{2p} \right] \cdot \\ & \left| \sum_{m=0}^{M} h_m \cdot \sum_{p=0}^{P} b_p \cdot x(n-m) \cdot |x(n-m)|^{2p} \right|^{2k} \end{aligned} \tag{1.41}$$

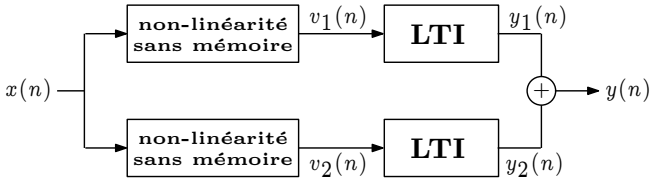
Avec différentes combinaisons, d'autres modèles en blocs peuvent être dérivés comme le modèle de Wiener parallèle, le modèle de Hammerstein parallèle et le modèle de Wiener-Hammerstein parallèle, comme le montre la figure (1.22) [30].

1.5.3.3 Modèle de rotation vectorielle décomposée

Il existe d'autres modèles qui sont différents des modèles de Volterra. L'un de ces modèles est le modèle de rotation vectorielle décomposée (Decomposed Vector Rotation - DVR), proposé dans [31]. Il est basé sur la fonction canonique linéaire par segments (CPWL) qui fonctionne dans le domaine temporel discret et peut représenter à la fois la non-linéarité statique et les effets mémoire [32].



Model de Wiener parallèle



Model de Hammerstein parallèle



Model de Wiener-Hammerstein parallèle

FIGURE 1.22 – Autres modèles en blocs

La représentation du modèle DVR s'écrit comme suit :

$$
\begin{aligned}
y(n) &= \sum_{m=0}^{M} a_m \cdot x(n-m) \\
&+ \sum_{p=1}^{P}\sum_{m=0}^{M} c_{pm,1} \cdot \big||x(n-m)| - \beta_p\big|\, e^{j\underline{\theta}(n-m)} \\
&+ \sum_{p=1}^{P}\sum_{m=0}^{M} c_{pm,21} \cdot \big||x(n-m)| - \beta_p\big|\, e^{j\underline{\theta}(n-m)} \cdot |x(n)| \\
&+ \sum_{p=1}^{P}\sum_{m=1}^{M} c_{pm,22} \cdot \big||x(n-m)| - \beta_p\big| \cdot x(n) \\
&+ \sum_{p=1}^{P}\sum_{m=1}^{M} c_{pm,23} \cdot \big||x(n-m)| - \beta_p\big| \cdot x(n-m) \\
&+ \sum_{p=1}^{P}\sum_{m=1}^{M} c_{pm,24} \cdot \big||x(n)| - \beta_p\big| \cdot x(n-m) \\
&+ \cdots
\end{aligned}
\tag{1.42}
$$

où $x(n)$ et $y(n)$ sont respectivement l'entrée et la sortie du modèle, β_p est le seuil, $\underline{\theta}$ représente la phase de $x(n)$, P est le nombre de seuils, M est la profondeur de mémoire. a_m et $c_{pm,i}$ sont les coefficients du modèle.

D'après [31], ce modèle peut caractériser des PAs hautement non-linéaires en utilisant seulement un petit nombre de termes.

1.5.3.4 Réseaux de neurones artificiels

Souvent utilisés pour étudier le fonctionnement des systèmes nerveux, les réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Networks - ANNs) sont également utilisés pour modéliser divers systèmes non-linéaires, y compris les PAs RF. Les réseaux de neurones multicouches, également appelés *Multilayer perceptron*, sont largement utilisés car ils permettent un apprentissage de toute relation d'entrée-sortie non-linéaire arbitraire établie à partir des données correspondantes [33]. La figure (1.23) présente un exemple d'un ANN utilisé pour la modélisation des PA. Développé en imitant le système neuronal biologique, il se compose d'une couche d'entrée, de quelques couches intermédiaires masquées et d'une couche de sortie. Chaque couche est un groupe de neurones qui n'ont pas de connexion entre eux mais qui ont des connexions avec les neurones de la couche suivante.

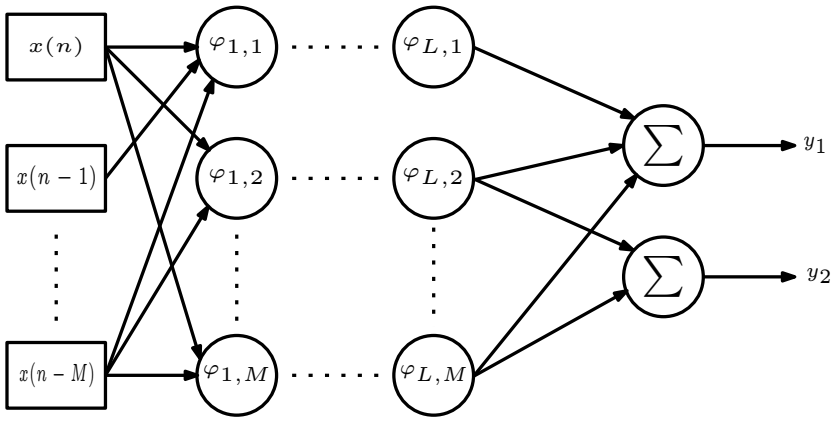


FIGURE 1.23 – Modélisation de PA à l'aide de réseaux de neurones

Dans la figure (1.23), L est le nombre total de couches qui est supposé être supérieur à 3. Chaque couche a un nombre différent de neurones. La profondeur de mémoire du PA est représentée par le nombre d'échantillons du signal d'entrée M constituant la couche d'entrée. Les deux sorties y_1 et y_2 peuvent correspondre soit aux signaux I/Q ou au gain et la phase de sortie du PA.

Différents modèles basés sur les réseaux de neurones artificiels ont été utilisés pour modéliser les PA. Par exemple, dans [34], un réseau de neurones de valeur réelle à temps différé est proposé en utilisant uniquement des coefficients de valeur réelle et des composantes réelles des signaux d'entrée et de sortie. L'utilisation de signaux modulés complexes réduit encore davantage la complexité de ces réseaux. Dans [35], un modèle de réseau de neurones spatiotemporel distribué est proposé pour modéliser un émetteur excité par des signaux modulés. Il est démontré qu'il a un faible coût de calcul et une convergence rapide.

1.6 Techniques de linéarisation des amplificateurs de puissance

Afin de réaliser une amplification linéaire et de remédier à la non-linéarité du PA dans les systèmes de communication sans-fil, la méthode la plus simple consiste à faire fonctionner le PA avec un recul de puissance important par rapport à son point de compression. Cela implique que le niveau de puissance d'entrée maximal doit être plafonné de manière à ce que l'ensemble du signal reste dans la zone linéaire. Cette solution n'est pas exactement une technique de linéarisation. Cependant, elle est souvent utilisée en raison de sa simplicité de réalisation, mais au prix d'un rendement énergétique médiocre.
Dans le but de compenser les non-linéarités des PAs sans sacrifier son rendement énergétique, plusieurs techniques de linéarisation ont été proposées. Dans ce qui suit, nous présentons quelques-unes des techniques de linéarisation les plus utilisées.

1.6.1 État de l'art sur les techniques de linéarisation des PAs

1.6.1.1 Technique Feed-Forward

La technique feed-forward est une technique souvent utilisée pour la linéarisation des PAs. Comme le montre la figure (1.24), elle utilise une voie auxiliaire pour l'annulation de la distorsion non-linéaire [3]. Donc, le feed-forward a deux chemins : le chemin principal et le chemin d'erreur [36].

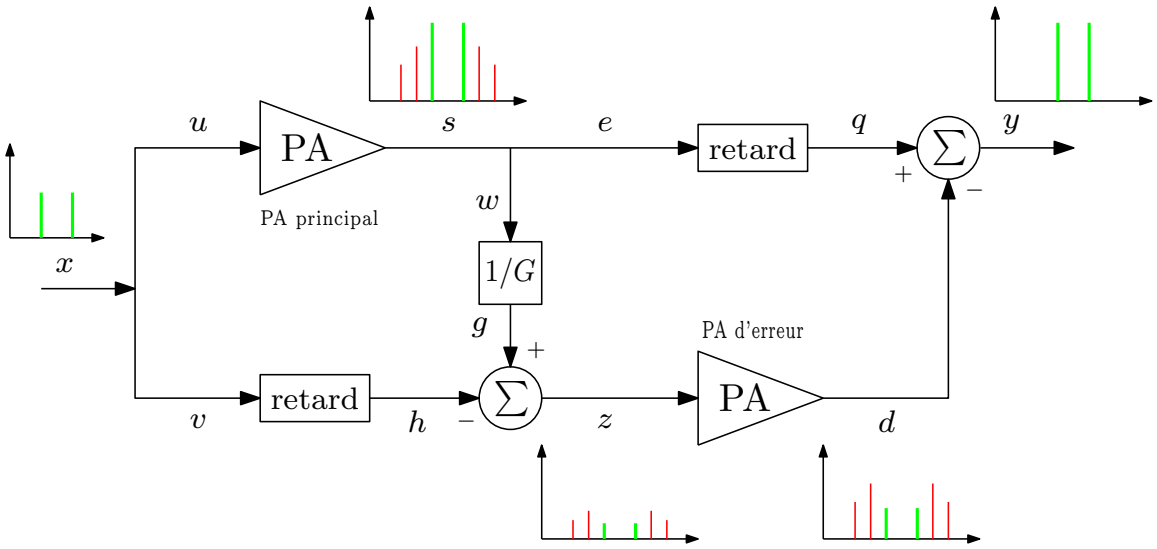


FIGURE 1.24 – Technique de linéarisation Feed-Forward

La première étape dans l'utilisation de cette technique consiste à extraire les distorsions.

Le signal d'entrée x est décomposé en deux signaux par un coupleur : le signal u et le signal v. Le signal s est la sortie du PA principal et contient le signal u amplifié et les distorsions indésirables. Le signal amplifié est ensuite à nouveau décomposé en un signal e et un signal w par un autre coupleur. Le signal w est alors atténué ce qui génère le signal g. Le facteur d'atténuation est calibré de telle sorte que l'amplitude du signal g soit similaire à celle de la version retardée du signal v notée h. Ensuite, le signal h est soustrait de g, ce qui donne un signal z qui n'inclut que la distorsion.

La seconde étape consiste à amplifier les distorsions extraites précédemment z avec un PA très linéaire, appelé PA d'erreur, pour donner le signal d. Le gain de ce PA d'erreur est réglé de telle sorte que les produits de distorsion du signal d ont le même niveau que ceux de la version retardée du signal e notée q après retard.

La dernière étape consiste à éliminer les distorsions en combinant le signal d'erreur amplifié d avec la version retardée de la sortie du PA principal q déphasée de 180 degrés. En conséquence, le signal de sortie y ne contient que le signal original amplifié.

La technique feed-forward a de bonnes performances de linéarisation [37, 38]. Elle peut être utilisée avec des signaux à enveloppe constante ou variable. Elle est connue par sa grande stabilité puisqu'elle n'est pas bouclée et permet théoriquement de fonctionner sur une large bande passante.

Toutefois, les principaux inconvénients de cette technique sont la perte de rendement énergétique due à l'utilisation du PA linéaire, les problèmes d'adaptation et de décalage qui augmentent la complexité du circuit par rapport aux autres techniques ainsi que le manque d'adaptabilité du système [39]. En conséquence, le changement des caractéristiques du PA en ce qui concerne le vieillissement, la température ou tout autre changement dans le circuit ne peut pas être compensé.

1.6.1.2 Boucle Feed-Back

La boucle de contre-réaction (feed-back loop) est une technique de linéarisation très répandue en raison de son faible coût et de sa faible complexité [3, 40]. Elle peut être appliquée en bande de base ou en RF. La technique de contre-réaction fait que la sortie de l'amplificateur est renvoyée à l'entrée de l'amplificateur et comparée au signal d'entrée pour compenser la non-linéarité du PA [41]. Le principe est illustré dans la figure (1.25). Il existe différentes implémentations de cette technique, comme la contre-réaction polaire, la contre-réaction d'enveloppe et la contre-réaction cartésienne.

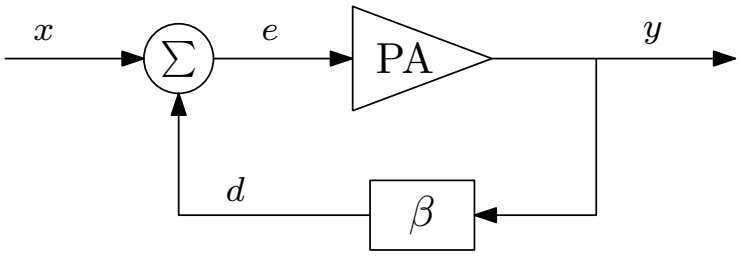


FIGURE 1.25 – Technique de linéarisation Feed-Back

Supposons que le gain du PA soit G, la fonction de transfert en ligne directe est :

$$G = \frac{y}{e} \tag{1.43}$$

où e et y sont respectivement l'entrée et la sortie de l'amplificateur.

La fonction de transfert de la boucle fermée est donnée par :

$$G_f = \frac{y}{x} = \frac{G}{1 + \beta \cdot G} \tag{1.44}$$

En général, $\beta \cdot G >> 1$, donc l'Éq. (1.44) devient :

$$G_f = \frac{1}{\beta} \tag{1.45}$$

À partir de l'Éq. (1.45), nous pouvons voir que le gain de la technique de contre-réaction est presque indépendant du gain G du PA et ne dépend que du facteur de contre-réaction β. Par conséquent, la mise en œuvre de cette technique présente une faible complexité. Le principal avantage de cette technique est qu'elle peut compenser les effets dus au vieillissement et aux effets mémoire. Mais elle présente encore quelques inconvénients. Le premier est que le gain G du PA doit être suffisamment élevé pour satisfaire la condition $\beta G >> 1$. Le second est le retard entre les signaux d'entrée et de sortie reproduits, qui n'est pas négligeable devant la période pour des montages hautes fréquences. En outre, la stabilité de la boucle de contre-réaction est difficile à maintenir sur la large plage dynamique des systèmes de communication modernes et, par conséquent, la largeur de bande se limite seulement à quelques centaines de kHz. En conséquence, l'application de cette technique est limitée aux systèmes à basses fréquences ou aux systèmes de type "boucle de contre-réaction cartésienne" qui utilisent des signaux en bande de base avec une occupation spectrale limitée.

1.6.1.3 Prédistorsion

La technique de prédistorsion est l'une des techniques de linéarisation les plus développées. Son principe est présenté dans la figure (1.26). Un bloc fonctionnel appelé pré-distorteur (PD) est inséré devant le PA. Il a les caractéristiques non-linéaires inverses du PA, de sorte que la cascade du PD avec le PA annule une partie des non-linéarités [42, 43]. Le pré-distorteur génère alors un signal avec des caractéristiques d'amplitude inversée et de phase opposée par rapport aux distorsions du PA à linéariser.

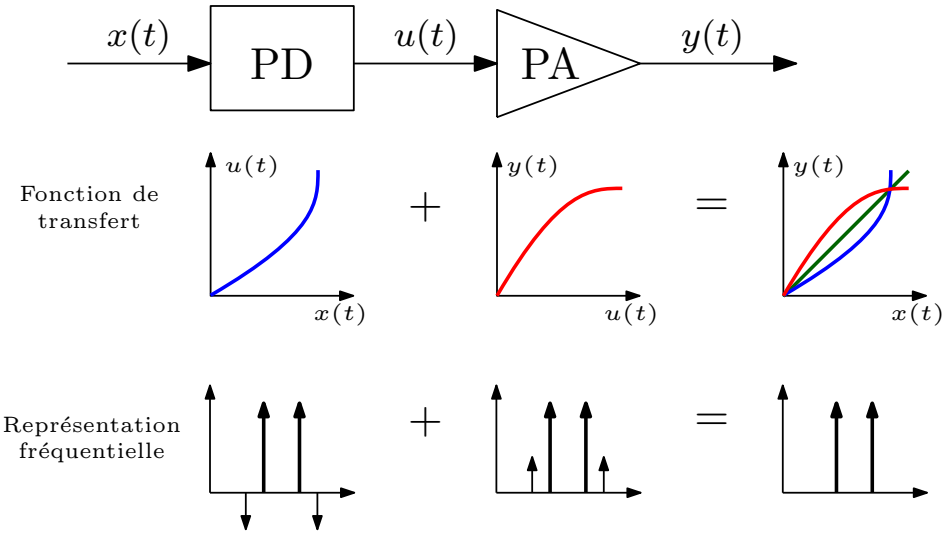


FIGURE 1.26 – Technique de prédistorsion

Pour obtenir de bonnes performances de linéarisation, il est nécessaire de mesurer précisément le comportement réel du PA, puis d'en déduire le modèle inverse. Cependant, une adaptation est toujours indispensable pour accompagner la variation des caractéristiques du PA due à la variation de la tolérance des composants et à la dynamique de la température. La prédistorsion peut être mise en œuvre entièrement à l'aide de processeurs numériques (DSP et FPGA), ce qui offre des possibilités de reconfiguration qui la rendent efficace et flexible pour les futurs systèmes de communication avec des applications larges bandes.

Comparée aux autres techniques de linéarisation évoquées précédemment, la technique de prédistorsion présente de bonnes caractéristiques telles qu'une faible complexité, une large bande passante et une efficacité énergétique élevée.

1.6.2 Classification des techniques de prédistorsion

Dans l'état de l'art, les techniques de prédistorsion peuvent être classées selon leur principe de fonctionnement dans les trois catégories suivantes :

1. En fonction de la position de la prédistorsion, elles peuvent être classées en prédistorsion radiofréquence (RF), prédistorsion en fréquence intermédiaire (FI) ou prédistorsion en bande de base (BB) ;
2. La prédistorsion peut être effectuée analogiquement ou numériquement ;
3. En prenant en considération ou non les variations du PA par rapport à la température, au biais d'impédance, au vieillissement, nous trouvons donc : la prédistorsion statique (hors-ligne) ou adaptative (en-ligne).

Dans la suite, les deux premières catégories seront présentées brièvement. On présentera par la suite quelques algorithmes hors-ligne et en-ligne en abordant plus en détail la prédistorsion numérique.

1.6.2.1 Radio-Fréquence (RF), Fréquence Intermédiaire (FI) et en Bande de Base (BB)

Selon les signaux traités, la prédistorsion peut être en radiofréquence, en fréquence intermédiaire et en bande de base, comme le montre la figure (1.27).

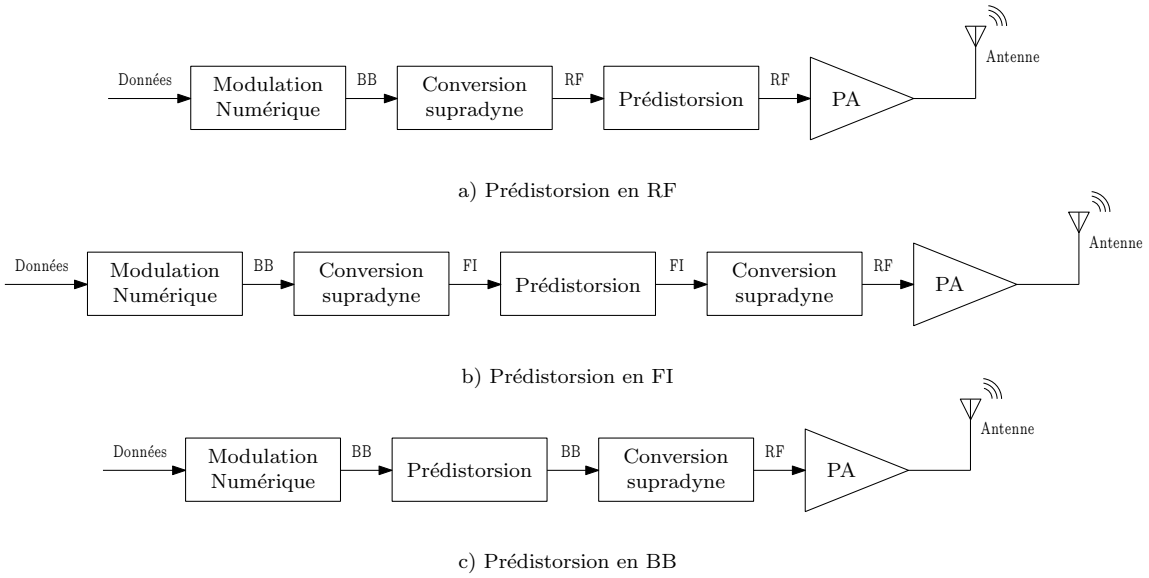


FIGURE 1.27 – Prédistorsion en fonction de la fréquences d'opération

La prédistorsion en RF agit directement sur le signal d'entrée après une transposition RF de ce signal sur des fréquences pouvant atteindre plusieurs GHz pour les systèmes

de radiocommunications modernes. Dans ce type, le circuit de prédistorsion utilisé est basé sur des composants analogiques comme des diodes et/ou des transistors [3]. Cela donne au prédistorteur RF l'avantage d'un circuit simple et compact, ainsi, le coût et la consommation de ce système sont souvent faibles. Cependant, il présente une faible précision dans le cas de fortes non-linéarités. En plus, le prédistorteur RF souffre d'une adaptabilité limitée aux caractéristiques variables du PA, en raison de ses composants difficilement accordables.
La prédistorsion en FI traite le signal d'entrée dans les bandes de fréquences intermédiaires. La commande non-linéaire dans ce type de prédistorsion est difficilement réalisable par les appareils numériques car le développement des circuits de traitement numérique du signal (DSP) ne peut toujours pas assurer la fréquence d'échantillonnage nécessaire pour numériser les signaux en FI.
Comparée à la prédistorsion en RF et en FI, la prédistorsion en BB précède la transposition en fréquence et utilise les bandes de fréquences d'opération les plus basses. Elle traite le signal d'entrée à la fréquence de bande de base où le débit du signal est relativement faible et où le matériel requis n'est pas coûteux. La prédistorsion en BB peut être mise en œuvre par des composants tels que le FPGA ou le DSP. Aujourd'hui, par rapport aux prédistorsion en RF/FI, la prédistorsion en BB est largement utilisée car elle présente une meilleure flexibilité, reconfigurabilité et adaptabilité.

1.6.2.2 Analogique et Numérique

La prédistorsion analogique utilise un dispositif non-linéaire pour prédistordre le signal d'entrée. Comme mentionné précédemment, la prédistorsion RF est réalisée avec la prédistorsion analogique, car la fréquence d'échantillonnage requise est trop élevée pour traiter le signal RF numériquement. Elle permet de compenser la non-linéarité du PA en utilisant un composant qui se caractérise par le comportement inverse du PA. La prédistorsion analogique a été souvent réalisée et appliquée pour compenser la non-linéarité des amplificateurs à tube à ondes progressives [44, 45]. Elle est toujours utilisée dans le cas d'amplifications de forte puissance pour des fréquences allant jusqu'à la dizaine de GHz. Dans [46], un prédistorteur analogique est proposé pour générer séparément les signaux d'intermodulation du troisième ordre et d'ordre supérieur afin de pouvoir les supprimer du signal prédistordu à la sortie du PA.
Avec les développements importants de la technologie DSP, la prédistorsion numérique est désormais possible. Au cours des dernières années, la prédistorsion numérique (DPD) a attiré plus d'attentions et est devenue un domaine actif de la linéarisation des PAs [43, 47, 48]. Par rapport aux autres techniques de linéarisation analogiques, la DPD est

plus flexible [49]. Théoriquement, il est possible de traiter numériquement des signaux avec une bande passante allant jusqu'à 1 GHz [50]. Mais pratiquement et compte tenu de la complexité, du coût et du rendement énergétique, la prédistorsion basée sur la technique DSP est souvent limitée à moins de 100 MHz.

1.6.3 Linéarisation par prédistorsion numérique des PAs RF

De nombreuses techniques de DPD ont été proposées dans la littérature pour reproduire la caractéristique inverse du PA. Les techniques d'implémentation les plus utilisées peuvent être classées, principalement en fonction de leur complexité et de leurs performances, en deux catégories : Des DPD à base de Look-Up Table (LUT) utilisant des tables paramétriques et des DPD à base de modèles utilisant des formules mathématiques non-linéaires à mémoire.

1.6.3.1 Prédistorsion par LUT

La DPD à base de LUT est une méthode simple pour l'application de la DPD [51, 52]. Elle est basée sur le stockage des valeurs de la caractéristique inverse du PA dans une seule ou plusieurs LUT [50]. La table est indexée par l'amplitude du signal d'entrée, puis le signal prédistordu sera extrait en fonction du contenu de la table.

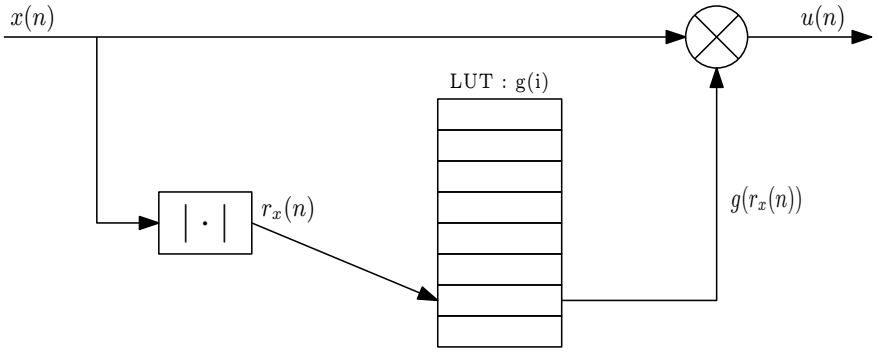


FIGURE 1.28 – Structure d'un prédistorteur à base de LUT à gain-complexe

Un point critique pour cette technique est la construction de la LUT. Le contenu de la LUT peut être défini sous forme cartésienne [53], polaire [54] ou à gain-complexe [55]. Dans la DPD à base de LUT, par rapport aux formes cartésienne et polaire, la forme à gain-complexe nécessite une table plus petite et moins de calculs. Ainsi, la structure de la prédistorsion à base de LUT à gain-complexe, présentée dans la figure (1.28), est largement utilisée. Le signal prédistordu est obtenu alors par :

$$u(n) = x(n) \cdot g(r_x(n)) \tag{1.46}$$

où $x(n)$ est le signal d'entrée, $r_x(n)$ son amplitude et $g(\cdot)$ le gain complexe du prédistorteur. Dans [56], une structure de prédistorsion à base de LUT à gain-complexe incluant une fonction de compression-expansion est proposée pour minimiser la distorsion d'intermodulation due aux erreurs de quantification de la LUT (Fig. (1.29)). La fonction de compression-expansion dans cette structure dépend de la fonction de densité de probabilité (PSD) du signal d'entrée.

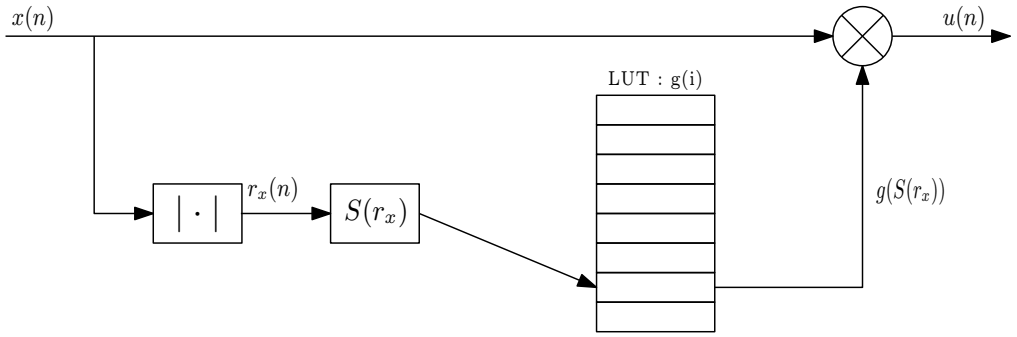


FIGURE 1.29 – Structure d'un prédistorteur à base de LUT à gain-complexe avec fonction de compression-expansion

Dans la DPD à base de LUT, une table de grande taille est indispensable pour améliorer les performances de la linéarisation, mais avec le coût d'un temps de convergence plus long.

La DPD à base de LUT a fait l'objet de nombreux articles scientifiques en raison de sa simplicité et de sa facilité de mise en œuvre [51, 52, 56]. Mais elle souffre de plusieurs inconvénients, comme l'effet de quantification et le manque d'adaptabilité. Aussi, la DPD à base de LUT est principalement appliquée dans le cas des PAs sans mémoire.

1.6.3.2 Prédistorsion par modèles mathématiques

La DPD basée sur des modèles mathématiques, également appelés modèles comportementaux, sert a traiter de façon plus analytique la caractéristique inverse du PA. Ces modèles, dont certains sont présentés dans la section 1.5, sont a l'origine dédiés à la modélisation des PAs, et sont réadaptés pour la caractérisation du prédistorteur.
De la même manière que pour la modélisation du PA, pour un système sans mémoire, le prédistorteur peut être modélisé par un modèle polynomial. Pour un système non-linéaire à mémoire, les modèles dérivés de la série de Volterra, y compris le modèle polynomial à mémoire, le modèle polynomial à mémoire généralisée, les modèles en blocs de la famille Hammerstein-Wiener et les réseaux de neurones sont tous utilisés pour modéliser le prédistorteur. La seule différence est que l'entrée et la sortie du modèle lors de la modélisation

du prédistorteur sont inversés par rapport à la modélisation du PA. Cependant, comme la prédistorsion s'effectue en temps réel, le modèle choisi doit être suffisamment simple pour ne pas affecter la bande passante du système numérique dans lequel la prédistorsion est implémentée.
Malheureusement, le comportement du PA change souvent pendant le cycle de fonctionnement, en fonction de plusieurs paramètres tels que les caractéristiques du signal, la température, le vieillissement des composants constituant le PA, etc. Par conséquent, une caractérisation unique du prédistorteur est inappropriée en pratique car le modèle identifié à l'instant t peut ne plus être valide pour linéariser le PA à l'instant $t+n$. Afin d'ajuster le modèle DPD pendant le cycle de fonctionnement, une DPD adaptative en boucle fermée est nécessaire. Ainsi, lorsque le modèle de la DPD est défini, une stratégie d'identification de ses coefficients doit être mise en place. Contrairement à la modélisation du PA, et puisque nous modélisons un composant qui n'existe pas physiquement, les seules données disponibles sont les mesures d'entrée et de sortie du PA à linéariser. En pratique, deux méthodes sont envisagées pour l'identification des coefficients de prédistorsion :

— l'identification indirecte qui utilise les signaux d'entrée et de sortie du PA, notés u et y (Fig. (1.30)),
— et l'identification directe qui utilise les signaux d'entrée et de sortie du système de linéarisation complet (DPD + PA), notés x et y (Fig. 1.31).

Architecture d'apprentissage Indirect (ILA) :

Issue des techniques de l'automatique, comme la conception des contrôleurs de réseaux de neurones [57], l'ILA a été adaptée pour être utilisée pour la synthèse de la DPD pour la première fois dans [58]. Récemment, l'ILA est considérée comme la technique la plus employée dans la DPD pour l'identification des coefficients des prédistorteurs numériques. Un schéma fonctionnel de l'ILA est présenté dans la figure (1.30). En général, cette technique est souvent utilisée pour l'identification des prédistorteurs avec mémoire [59, 60]. Elle est basée sur l'approche inverse, où un modèle post-inverse est à identifier en utilisant le signal de sortie du PA noté $y(n)$ pour approcher le signal prédistordu $u(n)$. Lors de l'estimation du post-inverse du PA, l'ILA se focalise sur la minimisation de l'erreur e entre les signaux de sortie $\hat{u}$ du postdistorteur et le signal d'entrée u du PA, c'est-à-dire $e(n) = u(n) - \hat{u}(n)$ dans la figure (1.30). Le critère de minimisation peut être écrit sous la forme vectorielle suivante :

$$\underline{\hat{\theta}} = arg\min_{\underline{\theta}} \|e\| = arg\min_{\underline{\theta}} \|F_{PD}\left[x, \underline{\theta}\right] - F_{PD}\left[y/G, \underline{\theta}\right]\| \tag{1.47}$$

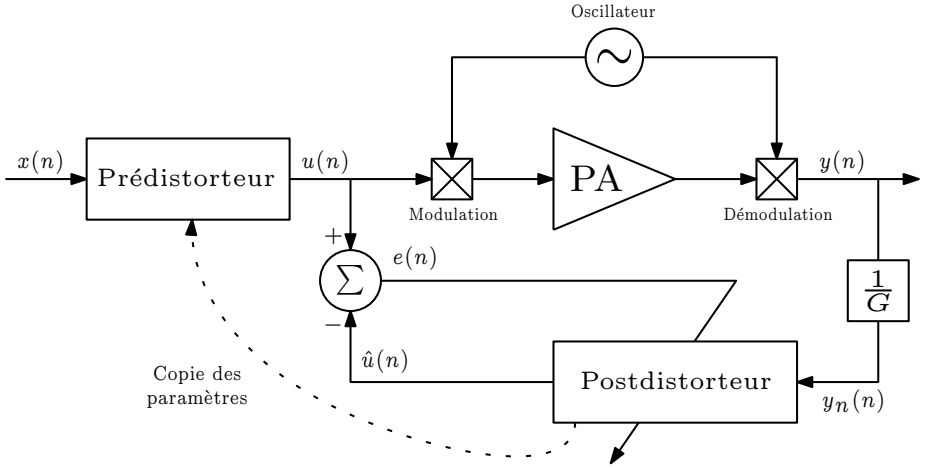


FIGURE 1.30 – Architecture d'apprentissage Indirect (ILA)

où F_{PD} désigne la fonction de postdistorsion et $\underline{\theta}$ le vecteur de coefficients. Une fois que cette fonction est identifiée en faisant converger le critère vers son minimum global, les coefficients de la fonction de postdistorsion sont copiés et placés dans le bloc de prédistorsion [61]. Considérant que l'erreur $e(n)$ converge vers une valeur nulle [58, 62], c'est-à-dire que $e(n) = 0$ alors :

$$F_{PD}\left[x, \underline{\theta}\right] = F_{PD}\left[y/G, \underline{\theta}\right] \tag{1.48}$$

et par conséquent,

$$y = G \cdot x \tag{1.49}$$

Toutefois, si la structure du modèle de prédistorsion utilisé n'est pas suffisamment précise ou si les mesures sont entachées de bruit, ce qui est toujours le cas, $e(n)$ ne s'annulera pas. Dans [63, 64], il a été démontré que si les coefficients $\underline{\theta}$ sont estimés en utilisant la méthode des moindres carrés (LS) en présence de bruit de mesure dans le signal de sortie $y(n)$ du PA, l'estimation des coefficients converge vers une solution biaisée. Malgré ces défauts, la facilité de son identification en a fait l'architecture d'identification des coefficients la plus utilisée dans la littérature.

Pour surmonter le problème du biais induit par le bruit de l'ILA, une version modifiée de cette technique appelée ILA à base de modèle (MILA) a été proposée dans [63]. La technique MILA réduit les effets du bruit de mesure en remplaçant le signal de sortie bruité $y(n)$ par une version sans bruit à base de modèle $\hat{y}(n)$ dans l'ILA.

Architecture d'apprentissage Direct (DLA) :

L'architecture d'apprentissage direct (DLA, pour Direct Learning Architecture) est une technique d'identification paramétrique en deux étapes. Elle commence par une extraction des caractéristiques non-linéaires du PA par une comparaison des signaux d'entrée et de sortie du système de linéarisation. La deuxième étape consiste à calculer la caractéristique inversée du PA et à la reproduire dans le bloc de prédistorsion.
Comme l'illustre la figure (1.31), la DLA vise à minimiser l'erreur e entre l'entrée x et le signal de sortie du PA normalisé noté y_n, c'est-à-dire $e(n) = x(n) - y_n(n)$. Le critère de minimisation d'erreur utilisé dans la DLA peut être formulé comme suit :

$$\underline{\hat{\theta}} = \underset{\underline{\theta}}{arg\,\min} \|e\| = \underset{\underline{\theta}}{arg\,\min} \|x - F_{PA}\left[F_{PD}\left[x, \underline{\theta}\right]\right]/G\| \tag{1.50}$$

où F_{PA} et F_{PD} désignent respectivement la fonction de transfert du PA et du prédistorteur.

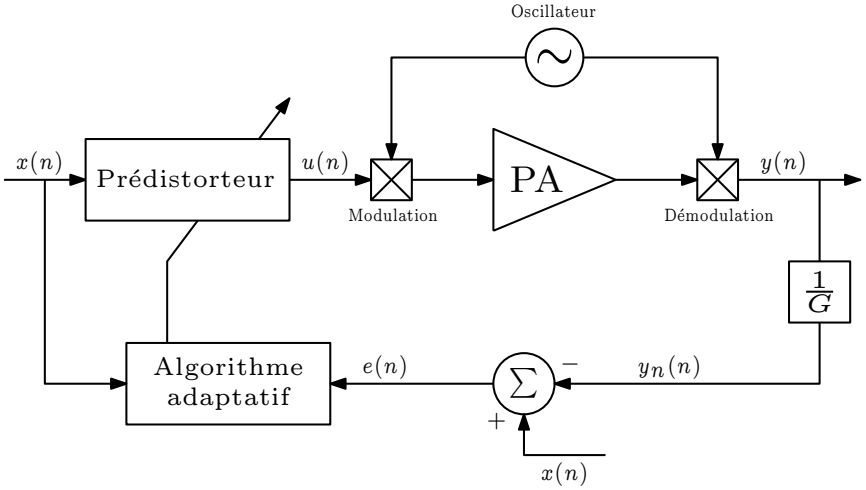


FIGURE 1.31 – Architecture d'apprentissage Direct (DLA)

Cette architecture nécessite des calculs complexes pour déterminer la caractéristique inverse du PA, mais elle permet une meilleure précision que l'architecture d'apprentissage indirect. L'opération d'inversion du modèle de PA constitue ici la principale limitation de cette architecture compte tenu de sa délicatesse. Dans [65], un calcul de la fonction DPD par apprentissage direct est détaillé, dans une approche itérative avec l'algorithme LMS (Least-Mean Squares).

Dans la littérature, différentes manières d'implémentation du DLA ont été proposées, les plus connues sont :

— la DLA à base de modèle, où l'algorithme est exécuté sur un modèle de PA direct suffisamment précis [66],

— et l'estimateur en boucle fermée, où l'algorithme est exécuté directement sur les données du PA [67].

A noter que la DLA est généralement appliquée pour l'identification des coefficients des LUT [68].

1.6.4 Algorithmes d'identification paramétrique

L'identification paramétrique d'une DPD est similaire à celle d'un modèle de PA, à la seule différence que les coefficients estimés décrivent la relation inverse du PA, en modélisant l'entrée en fonction de la sortie. Comme mentionné précédemment, l'identification de la DPD peut être réalisée en temps différé (hors-ligne) ou en temps-réel (en-ligne).

Dans le cas d'une identification hors-ligne, la fonction de prédistorsion est estimée sur la base des signaux d'entrée et de sortie du PA mesurés au préalable sur une période de temps définie. Les coefficients estimés ici ne décrivent que la fonction inverse du PA pendant cette période. Comme le montre la figure (1.32), l'identification de certains modèles comportementaux présentés antérieurement dans ce chapitre, dont quelques-uns sont également utilisables pour la DPD, en utilisant des données d'entrée et de sortie synchronisées, vise à minimiser l'erreur $e(n)$ entre le signal de sortie de la fonction de prédistorsion simulée et le signal d'entrée mesuré du PA.

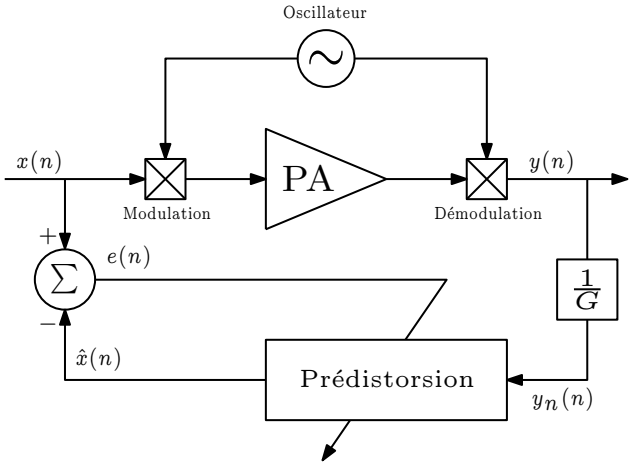


FIGURE 1.32 – Identification de la DPD

Les coefficients de prédistorsion sont généralement estimés de manière à minimiser le critère quadratique J :

$$\underline{\theta} = \min_{\underline{\theta}}(J)$$

avec :

$$J = \sum_{n=1}^{N} |x(n) - \hat{x}(n)|^2 \tag{1.51}$$

Afin d'évaluer les performances du modèle identifié, un critère appelé NMSE (Normalized Mean Square Error) est utilisé. Le critère NMSE, exprimé en dB, entre les signaux x et $\hat{x}$ est donné par la formule suivante :

$$NMSE(dB) = 10 \cdot log_{10} \left(\frac{\sum_n |x(n) - \hat{x}(n)|^2}{\sum_n |x(n)|^2} \right) \tag{1.52}$$

En raison de leurs performances et de leur faible complexité, les modèles dérivés des séries de Volterra sont souvent utilisés dans la modélisation des DPD. Dans le cas de ces modèles et compte tenu de leur linéarité par rapport à leurs coefficients, la méthodologie d'identification des coefficients de ces modèles est décrite en utilisant la méthode des moindres carrés ou LS (Least Squares) [69].
Si, par exemple, un modèle MP est utilisé, la sortie de la fonction de prédistorsion dénommée $\hat{x}(n)$ en fonction de son entrée $y_n(n)$ est donnée par l'expression suivante :

$$\hat{x}(n) = \sum_{p=1}^{P} \sum_{m=0}^{M} a_{pm} \cdot |y_n(n-m)|^{p-1} \cdot y_n(n-m) \tag{1.53}$$

L'Éq. (1.53) peut être reformulée sous la forme vectorielle suivante :

$$\hat{x}(n) = \phi_y(n) \cdot \underline{\theta}$$

$$\phi_y(n) = [\phi_{10}(n) \cdots \phi_{P0}(n) \cdots \phi_{1M}(n) \cdots \phi_{PM}(n)]$$

avec :

$$\phi_{pm}(n) = |y_n(n-m)|^{p-1} \cdot y_n(n-m)$$

et :

$$\underline{\theta} = [a_{1,0} \cdots a_{P,0}\, a_{1,1} \cdots a_{P,1} \cdots a_{1,M} \cdots a_{P,M}]^T$$

L'identification de ce modèle consiste à estimer le vecteur des coefficients $\underline{\theta}$.

Étant donné les signaux d'entrée et de sortie de N échantillons considérés pour l'identification des coefficients du modèle de DPD, nous obtenons l'équation matricielle suivante :

$$\hat{x} = \Phi_y \cdot \underline{\theta}$$

où $\hat{x} = [x(1) \cdots x(N)]^T$

et $\Phi_y = \begin{bmatrix} \phi_y(1) \\ \vdots \\ \phi_y(N) \end{bmatrix}$

Nous définissons K comme étant le nombre de coefficients du modèle, définissant également la taille du vecteur $\underline{\theta}$. Dans le cas d'un modèle MP, K est égal à $P \cdot (M+1)$. Par conséquent, la matrice Φ a une taille de $N \times K$.
L'estimation du vecteur des coefficients $\underline{\theta}$ par annulation du gradient de J est basée sur la minimisation du critère J par la méthode des moindres carrés (LS) comme suit :

$$\underline{\theta}_{LS} = \left(\Phi_y^H \cdot \Phi_y\right)^{-1} \cdot \Phi_y^H \cdot \underline{x} \tag{1.54}$$

où $(\cdot)^H$ représente la transposition-conjuguée.

Dans le cas d'une identification paramétrique en temps réel, comme celle utilisée dans les architectures de prédistorsion par apprentissage indirect (Fig. (1.30)), l'identification par un simple algorithme de moindres carrés ordinaires n'est pas envisageable puisque les données ne sont pas disponibles en entier. L'estimation est réalisée échantillon par échantillon. Nous détaillons ci-après quelques algorithmes utilisés pour l'estimation de la fonction de prédistorsion dans ce type d'architecture. Ces algorithmes, appelés algorithmes d'adaptation, servent à estimer le modèle et à assurer sa mise à jour au cours du cycle de fonctionnement.

Dans ce qui suit, nous présenterons deux algorithmes itératifs avec facteur d'oubli : l'algorithme des moindres carrés récursifs RLS et l'algorithme de Newton appelé Damped-Newton. L'algorithme RLS est utilisé pour une adaptation instantanée, de type échantillon par échantillon, tandis que le second est mis en œuvre dans le cas d'une adaptation par blocs.

1.6.4.1 Algorithme Damped-Newton

Souvent utilisé dans l'identification de systèmes non-linéaires en temps continu [70], l'algorithme de Damped-Newton est également utilisé dans la DPD en-ligne. Il diffère de l'algorithme LS par le nombre réduit d'échantillons utilisés dans chaque itération. Son

principe est basé sur une division du bloc de N échantillons en L sous-blocs, où L désigne le nombre d'itérations. Ensuite, les coefficients de prédistorsion sont estimés à partir de chaque sous-bloc. Cet algorithme utilise un facteur d'oubli λ ajustable pour contrôler la vitesse de convergence. Durant l'identification des coefficients de prédistorsion par cet algorithme, les coefficients $\underline{\theta}_{l-1}$ estimés par un sous-bloc sont utilisés dans l'itération suivante l pour améliorer la précision de l'estimation.
Le processus de l'algorithme de Damped-Newton est décrit ci-dessous :

1. Initialisation : $\underline{\theta}_0 = [1\,0\cdots 0]^T$
2. Récurrence : pour $l = 1, 2, 3, \cdots, L$

$$\begin{aligned} e_l &= x_l - \hat{x}_l \\ \underline{\theta}_l &= \underline{\theta}_{l-1} + \lambda \cdot \left(\Phi_y^H \cdot \Phi_y\right)^{-1} \cdot \Phi_y^H \cdot e_l \end{aligned} \tag{1.55}$$

Plusieurs variantes peuvent être trouvées dans la littérature, notamment l'utilisation du filtre de Kalman pour ce type d'architecture à fenêtre glissante [71].

1.6.4.2 L'algorithme RLS

L'algorithme des moindres carrés récursifs (Recursive Least Squares, RLS) [72] est une forme récursive de la méthode des moindres carrés ordinaires (LS) présentée précédemment. Cet algorithme vise également à minimiser l'erreur des moindres carrés mais sous l'effet d'un poids nommé λ. L'algorithme RLS est présenté par ses équations comme suit :

$$\begin{aligned} k(n) &= \frac{P(n-1)\cdot\Phi_y^*(n)}{\lambda + \cdot\Phi_y^H(n)\cdot P(n-1)\cdot\Phi_y(n)} \\ P(n) &= \lambda^{-1}\cdot\left(P(n-1) - k(n)\cdot\Phi_y^T(n)\cdot P(n-1)\right) \\ \underline{\hat{\theta}}_{RLS}(n) &= \underline{\hat{\theta}}_{RLS}(n-1) + k(n)\cdot(x(n) - \hat{x}(n)) \end{aligned} \tag{1.56}$$

où P est la matrice de covariance des coefficients et $(\cdot)^*$ représente l'opération conjugué. Le vecteur des coefficients $\underline{\theta}(n)_{RLS}$ est estimé à chaque itération n pour chaque échantillon $x(n)$. Le poids λ permet de moduler la convergence en donnant plus de poids aux derniers échantillons. C'est le principe du facteur d'oubli qui tend à oublier les anciennes mesures et accorder plus de poids aux récentes.

Comme présenté dans [73], comparé aux algorithmes LS et Damped-Newton, l'algorithme RLS présente une plus grande complexité de calcul mais avec l'avantage de meilleures performances de linéarisation. De plus, le RLS est destiné à une adaptation

instantanée. Le RLS peut être aussi réadapté pour une identification par bloc d'échantillons (B-RLS), ce qui permet de l'utiliser pour une adaptation différée.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue générale des amplificateurs de puissance RF dans les systèmes de communication modernes. Nous avons commencé par présenter le rôle principal de l'amplificateur de puissance dans le système de transmission RF en raison de son implication majeure dans le bilan énergétique global du système d'émission. Avec l'évolution des systèmes de communication et le développement des techniques de transmission numérique utilisant des formes d'onde à enveloppe variable avec de fortes fluctuations, l'utilisation de PA RF à haut rendement constitue un défi majeur étant donné son comportement non-linéaire lorsqu'il est utilisé dans sa zone de compression où il a son meilleur rendement. Cela nécessite l'étude et la modélisation du comportement des PA dans les systèmes RF afin de pouvoir corriger sa non-linéarité. Dans cet objectif, nous avons établi un état de l'art sur les principales caractéristiques du PA RF et son comportement vis-à-vis de différents types de signaux. Nous avons également présenté l'influence de la largeur de bande des signaux utilisés, qui est en constante augmentation, sur le comportement de l'amplificateur de puissance, caractérisée par les effets mémoire.

Dans la suite, nous avons présenté différents types de modèle utilisés pour modéliser le comportement non-linéaire des PA. Nous avons cité quelques exemples de modèles sans mémoire tels que les modèles polynomiaux, Saleh et Rapp, mais aussi des modèles avec mémoire tels que les modèles MP et GMP dérivés des séries de Volterra, les modèles de blocs tels que Wiener et Hammerstein, ainsi que les réseaux neuronaux artificiels.

Afin de linéariser le comportement du PA RF et corriger les effets mémoire, différentes techniques de linéarisation ont été introduites. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté un aperçu des principales techniques de linéarisation utilisées, y compris la technique de prédistorsion numérique (DPD) qui ne nécessite aucune connaissance approfondie du comportement physique du PA. Nous avons également présenté certains algorithmes usuellement utilisés dans l'identification paramétrique des modèles de DPD.

Chapitre 2

L'amplificateur de puissance dans les systèmes de transmissions Multi-Standards

2.1 Introduction

Le monde des communications RF sans-fil a considérablement changé au cours de la dernière décennie en raison de la croissance spectaculaire du nombre d'utilisateurs intéressés par de nouvelles applications et services. Nous sommes passés d'utilisateurs essentiellement du téléphone, et donc de données de type sonore, à des utilisateurs de vidéo et d'Internet, et maintenant à des utilisateurs en recherche de débits de données plus importants et d'une meilleure portabilité des différents types de réseaux existants, que ce soit à longue distance (cellulaire) ou à courte distance (WLAN).

La naissance des systèmes de communication RF a été marquée par le développement de la première génération analogique de systèmes cellulaires pour les communications sans-fil en 1980. Malheureusement, cette première génération a souffert de plusieurs limitations telles que la faible capacité du réseau, le manque de compatibilité entre les différentes normes existantes et la faible sécurité. Une deuxième génération, appelée GSM (Global System of Mobile communication) est apparue au début des années 1990, offrant une meilleure capacité en s'appuyant sur la modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) et des techniques d'accès multiple, telles que TDMA et FDMA (Time & Frequency Division Multiple Access), afin de partager les ressources spectrales du réseau. Cependant, le réseau GSM est limité à un faible débit, qui ne permet que la transmission de la voix. Malgré cela, la norme 2G est encore utilisée actuellement pour sa fiabilité et sa

capacité à maintenir des communications sur de longues distances. Le débit de cette dernière a été amélioré dans les années suivantes par la proposition de deux nouvelles normes appelées GPRS (General Packet Radio Service) et EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution). Ces deux standards ont également marqué le lancement de la troisième génération, avec l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Compte tenu de la croissance de l'utilisation des appareils mobiles, cette structure a permis de proposer des débits de données plus élevés, atteignant les 2 Mb/s, grâce à l'utilisation de nouvelles techniques de modulation et d'accès multiple basées sur l'étalement du spectre. Cela a permis d'offrir l'accès aux applications multimédia à un plus grand nombre d'utilisateurs.

Dans le but de suivre la croissance rapide du flux de données mobiles, une évolution du standard 3G vers le standard 4G, actuellement utilisé presque partout dans le monde, a été menée par la création et le développement de nouveaux services pour les terminaux mobiles. Deux technologies principales ont été présentées par les organismes de normalisation. La première est la norme WiMAX, standardisée par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) et développée pour permettre un accès sans-fil à l'Internet haut débit. La seconde est la norme LTE (Long Term Evolution), standardisée par le 3GPP (Third Generation Partnership Project). Le débit élevé atteint avec le réseau 4G a permis la transmission de la voix sur IP (VoIP) dans les communications cellulaires ainsi que la diffusion en direct de la vidéo à haute définition (HD).

Loin des réseaux cellulaires de la téléphonie mobile, et afin d'offrir des connexions à haut débit sur de courtes distances, les réseaux locaux sans-fil (WLAN) sont également entrés en jeu. Ils ont été développés pour offrir un accès radio aux réseaux de communication existants (réseau, IP, ATM, ...). Il existe deux types d'architectures utilisés pour la mise en place de ces réseaux :

— soit cellulaires via un point d'accès,

— soit ad-hoc dans le cas de communications directes entre terminaux mobiles.

La norme WLAN permet une implantation aisée de réseaux de communication dans divers environnements tels que les lieux publics.

Compte tenu des différentes formes d'ondes et techniques utilisées dans ces systèmes de communication RF, il est donc nécessaire de développer des terminaux adaptés à chacun d'entre eux. Par ailleurs, étant donné le grand nombre d'applications spécifiques et donc de standards, la conception de terminaux multi-standards est devenue essentielle pour offrir aux utilisateurs l'interopérabilité entre ces systèmes.

Dans ce chapitre, nous commencerons par une introduction sur les principaux standards de télécommunication actuellement utilisés et les différents critères imposés par ces standards. Nous aborderons ensuite le sujet des transmissions multi-standards, qui

présentent actuellement un intérêt majeur pour l'industrie des télécommunications. Nous présenterons également les différentes architectures d'émetteurs RF dédiés à ce type de transmission. Compte tenu du rôle important de l'amplificateur de puissance RF dans ce type d'architecture, nous étudierons le principe de conception des PA RF reconfigurables qui sont indispensables pour ces transmissions multi-standards. Sur la base de ce principe, nous décrirons les principales techniques utilisées dans la conception de ces PA.

2.2 Caractéristiques et spécifications des standards de communication RF

Avec le nombre croissant d'applications mobiles émergentes, la prise en charge de multiples standards est devenue une nécessité. Par conséquent, les nouveaux terminaux RF doivent être capables de supporter des standards différents, en émettant et recevant différentes formes d'ondes. En raison du manque de compatibilité entre les standards de communication, à cause de la différence de complexité et des exigences strictes de chacun, l'intégration des équipements nécessaires dans un même module est une tâche complexe. Nous allons donc décrire dans ce qui suit les principales caractéristiques des standards largement utilisés afin de voir leurs points communs et leurs différences.

2.2.1 Bandes de fréquence allouées

De nos jours, le spectre des fréquences est partagé entre différents domaines pour différentes applications. Les standards de téléphonie mobile pour les particuliers et de réseaux WLAN mentionnés précédemment couvrent une large plage dans ce spectre de fréquence. Ils appartiennent à la gamme des radiofréquences et occupent les fréquences allant de 800 MHz à 6 GHz, comme le montre le tableau (2.1). L'UL et le DL représentent respectivement le lien montant ("Up-Link") et le lien descendant ("Down-Link").

Comme nous pouvons le voir dans le tableau (2.1), les standards de téléphonie mobile, à l'exception du WiMAX et de la bande 7 du LTE, sont situés dans la partie inférieure du spectre RF (de 800 MHz à 2.2 GHz), tandis que les systèmes de réseaux locaux sans-fil se trouvent dans la partie supérieure. Cette répartition est liée à la largeur de bande nécessaire, qui est plus importante dans les réseaux WiMAX, LTE et WLAN pour atteindre leurs objectifs de débit de données (Fig. (2.1)).

Groupe	Standard	Bandes de fréquence
Cellulaire	GSM	UL : 0.880 - 0.915 GHz DL : 0.925 - 0.960 GHz
	EDGE	UL : 1.710 - 1.785 GHz DL : 1.805 - 1.880 GHz
	UMTS	UL : 1.920 - 1.980 GHz DL : 2.110 - 2.170 GHz
	WiMAX	2 à 11 GHz
	LTE	UL : bande 20 (0.832 - 0.862 GHz) bande 7 (2.50 - 2.57 GHz) DL : bande 20 (0.791 - 0.821 GHz) bande 7 (2.62 - 2.69 GHz)
WLAN	WiFi 802.11a	5.150 - 5.350 GHz
	WiFi 802.11b	2.412 - 2.472 GHz
	WiFi 802.11g	2.412 - 2.472 GHz
	WiFi 802.11ac	5.150 - 5.350 GHz 5.470 - 5.725 GHz

TABLE 2.1 – Bandes de fréquence des différents standards (en Europe)

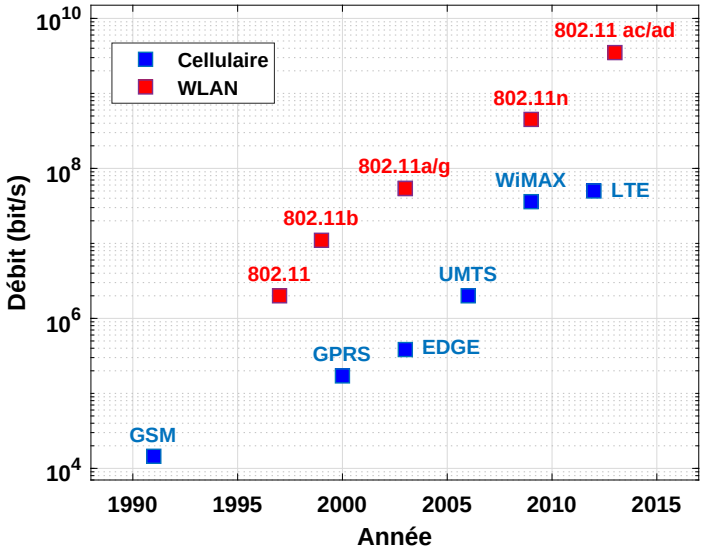


FIGURE 2.1 – Évolution des débits de données des standards de communication sans-fil

2.2.2 Techniques de modulation employées

Développée au départ pour la diffusion radio dans des systèmes analogiques, la modulation est le processus de transposition du signal bande de base sur une porteuse haute fréquence pour une transmission sans-fil en modifiant l'amplitude (AM), la phase (PM) ou la fréquence (FM) de la porteuse. Après la convergence vers les systèmes numériques,

des équivalents des modulations AM, PM et FM ont été développés, appelés respectivement modulation d'amplitude (ASK), modulation de phase (PSK) et modulation de fréquence (FSK). Ces modulations numériques sont connues pour leur immunité au bruit, un multiplexage plus facile des différents types d'informations et une meilleure sécurité. À partir de ces trois techniques de base, des modulations numériques plus complexes ont été élaborées et utilisées dans les standards de communication actuels pour atteindre des débits de données plus élevés, comme par exemple les modulations BPSK (Binary Phase-SK), QPSK (Quadrature Phase-SK) et x-QAM (x- Quadrature Amplitude Modulation). D'autres techniques de modulation ont été également développées, appelées modulations multi-porteuses. Une forme particulière de ces modulations multi-porteuses est la modulation OFDM. Elle consiste à transmettre des symboles de données en parallèle sur plusieurs sous-porteuses à faible débit. La largeur de bande disponible du système sera alors divisée en un grand nombre de petites sous-bandes orthogonales qui sont supportées par les sous-porteuses utilisées, où chacune d'entre elles sera modulée à l'aide d'une simple modulation linéaire. La technique OFDM a été proposée et appliquée principalement pour lutter contre les imperfections des canaux de transmission. En raison de ses avantages, notamment dans le contexte de la propagation par trajets multiples, des interférences à bande étroite et du phénomène d'évanouissement, elle a été largement adoptée par de nombreuses normes de radiocommunication. Les différentes modulations utilisées dans chaque standard sont présentées dans le tableau (2.2).

Groupe	Standard	Technique de modulation
Cellulaire	GSM	GMSK
	EDGE	GMSK, 8-PSK
	UMTS	QPSK, HPSK
	WiMAX	BPSK, QPSK, xQAM
	LTE	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
WLAN	WiFi 802.11a	OFDM, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
	WiFi 802.11b	DQPSK, DBPSK, CCK
	WiFi 802.11g	OFDM, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
	WiFi 802.11ac	64-QAM, 256-QAM

TABLE 2.2 – Techniques de modulation adoptées dans différents standards

Dans le tableau (2.2), il est possible aussi de classifier les modulations citées en deux catégories : "modulation à enveloppe constante" ou "modulation à enveloppe variable". Dans la première catégorie, nous trouvons les modulations FSK et GMSK, tandis que dans la seconde, nous trouvons les modulations x-PSK, x-QAM et OFDM. Cet aspect est très important au regard de l'utilisation des PA non-linéaires.

2.2.3 Techniques d'accès multiple

En plus des techniques de modulation, qui constituent la base de la transmission du signal entre l'émetteur et le récepteur, des techniques d'accès multiple sont également nécessaires dans le cas de communications simultanées entre plusieurs émetteurs-récepteurs. Dans le cas le plus simple, d'une communication entre un émetteur et un récepteur, deux approches sont possibles :

— le multiplexage par répartition du temps (TDD), qui utilise la même bande de fréquence et alterne dans le temps entre l'émission et la réception,

— et le multiplexage par répartition de fréquence (FDD), où deux bandes de fréquence différentes sont dédiées aux voies de transmission et de réception.

De la même manière, plusieurs émetteurs-récepteurs peuvent accéder au réseau de communication en même temps, soit en partageant en temps la même bande de fréquence entre les utilisateurs (Time Division Multiple Access, TDMA), soit en divisant la bande de fréquence en plusieurs canaux (Frequency Division Multiple Access, FDMA), où chaque canal est attribué à un utilisateur. D'autres techniques populaires d'accès multiple existent comme le multiplexage par répartition en code, qui est une technique basée sur l'étalement du spectre (CDMA - Code Division Multiple Access, DSSS - Direct Sequence Spread Spectrum), le multiplexage spatial (SDMA - Space Division Multiple Access) et la version d'accès multiple de l'OFDM (OFDMA - Orthogonal Frequency-Division Multiple Access). Dans le tableau (2.3), nous présentons les différentes techniques d'accès multiple utilisées dans chaque système radio.

Groupe	Standard	Technique d'accès
Cellulaire	GSM	TDMA
	EDGE	TDMA, FDMA
	UMTS	W-CDMA
	WiMAX	TDMA, OFDMA
	LTE	UL : SC-FDMA DL : OFDMA
WLAN	WiFi 802.11a	CSMA/CA
	WiFi 802.11b	CSMA/CA
	WiFi 802.11g	CSMA/CA
	WiFi 802.11ac	CSMA/CA, SDMA

TABLE 2.3 – Techniques d'accès adoptées dans différents standards

Il est très important de noter que chacune de ces techniques impose des contraintes différentes dans les chaînes de transmission et de réception. De plus, ces techniques ont des facteurs de crête différents ce qui représente un autre paramètre à traiter avec soin lors de l'utilisation d'amplificateurs de puissance.

2.2.4 Bande passante du canal

La largeur de bande est également une caractéristique importante dans cette étude en raison notamment de sa contribution à la génération des effets de mémoire. Elle varie d'un standard à l'autre en fonction de l'application visée. Les largeurs de bande des standards mentionnés précédemment sont indiquées dans le tableau (2.4). La largeur de bande du canal d'un standard donné est directement liée au débit de données. Par exemple, des standards comme la LTE ou le WLAN ont une bande plus large que le GSM, qui est principalement dédié à la téléphonie.

Groupe	Standard	Largeur de bande
Cellulaire	GSM	200 kHz
	EDGE	200 kHz
	UMTS	5 MHz
	WiMAX	1.25 à 20 MHz
	LTE	bande 20 (30 MHz) bande 7 (70 MHz)
WLAN	WiFi 802.11a	20 MHz
	WiFi 802.11b	22 MHz
	WiFi 802.11g	20 MHz
	WiFi 802.11ac	20 à 160 MHz

TABLE 2.4 – Largeurs de bande passante pour différents standards

2.2.5 Puissances de sortie

Comme pour la fréquence et la largeur de bande, la puissance de sortie maximale, nécessaire pour une transmission optimale du signal RF, varie également d'un standard à l'autre. La puissance de sortie maximale pour différents standards est indiquée dans le tableau (2.5).

Les différences dans les standards présentés imposent différentes contraintes en ce qui concerne la réalisation des systèmes d'émission-réception. Il est donc important d'être conscient de ces spécifications lors de la conception de chaque dispositif. Par conséquent, les recherches sur l'intégration de plusieurs services et applications, associés à plusieurs standards, dans un seul terminal sont de plus en plus nombreuses. Compte tenu des avantages que peuvent apporter ces types de systèmes, comme un gain de taille et de coût, des efforts sont déployés à la fois sur les architectures et les technologies.

Groupe	Standard	Puissance de sortie maximale
Cellulaire	GSM	33 dBm
	EDGE	30 dBm
	UMTS	24 dBm
	LTE	23 dBm
WLAN	WiFi 802.11a	23 dBm
	WiFi 802.11b	20 dBm
	WiFi 802.11g	20 dBm
	WiFi 802.11ac	23 dBm 30 dBm

TABLE 2.5 – Puissances de sortie maximales pour différents standards

2.2.6 Illustration expérimentale de l'influence des conditions de fonctionnement

Compte tenu de son rôle principal dans l'émetteur et afin d'illustrer l'influence du changement des conditions de fonctionnement, nous allons présenter de façon synthétique le comportement d'un amplificateur de puissance en fonction de plusieurs paramètres. Le PA étudié est un LDMOS de 50 W ultra-large bande de la société ARELIS. Plusieurs signaux LTE/4G de différentes configurations selon la puissance de sortie, la fréquence porteuse et la largeur de bande, sont utilisés. Le comportement non-linéaire du PA, traduit par la conversion du gain AM/AM et de phase AM/PM dynamiques, en fonction des différentes configurations utilisées, est présenté dans les figures (2.2) à (2.4).

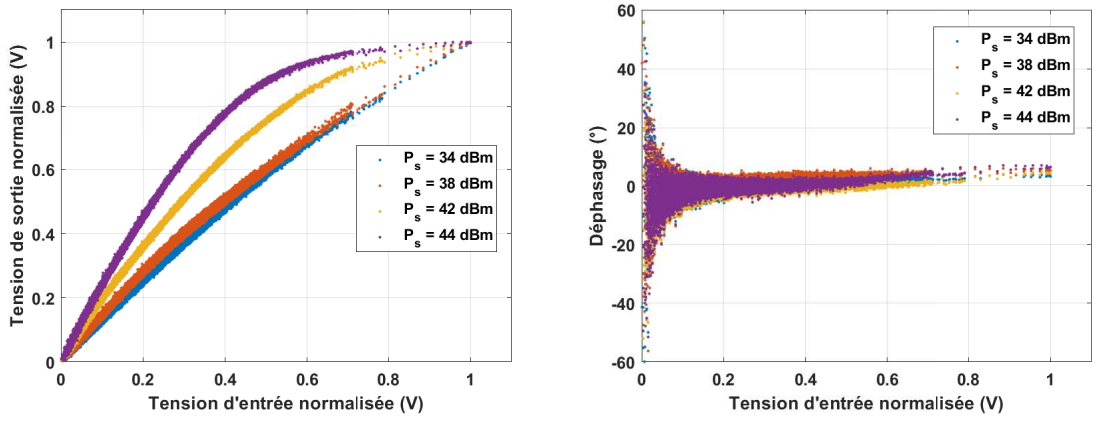


FIGURE 2.2 – Courbes AM/AM et AM/PM dynamiques normalisées pour chaque puissances de sortie

La figure (2.2) montre que le PA présente des non-linéarités de gain assez importantes par rapport à la variation de la puissance de sortie. Les courbes de cette figure montrent

le comportement classique du PA avec les trois zones : linéaire, la compression et la saturation. Nous pouvons également voir que la compression du gain devient plus forte avec l'augmentation de la puissance. Au-delà de 42 dBm de puissance de sortie, la courbe AM/AM devient fortement non-linéaire car le PA se trouve dans la zone de saturation. Concernant les courbes AM/PM, nous constatons un déphasage négligeable et une faible non-linéarité, sauf dans la zone de saturation où nous observons une légère déviation.

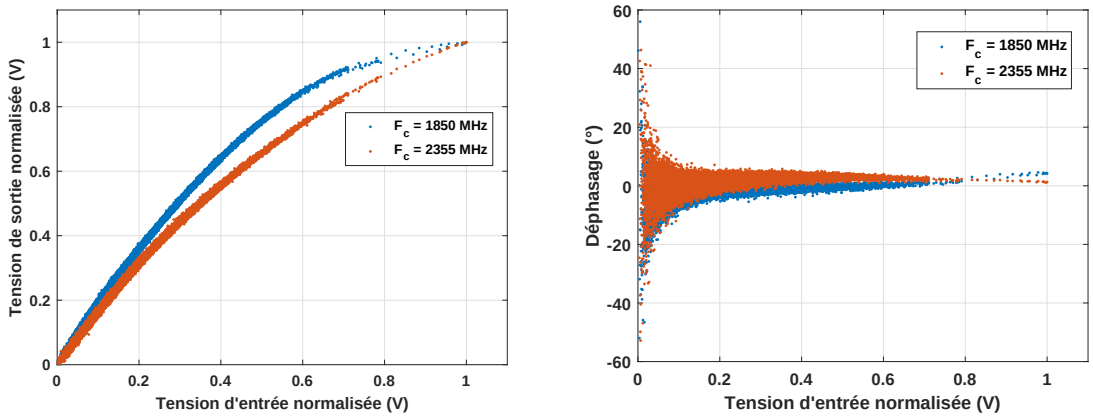


FIGURE 2.3 – Courbes AM/AM et AM/PM dynamiques pour deux fréquences porteuses

Nous pouvons constater sur la figure (2.3) que pour une même puissance de sortie $P_s = 42\,\text{dBm}$ et une largeur de bande $BW = 10\,\text{MHz}$, le changement de la fréquence porteuse affecte les courbes de conversion de gain et de phase.
La figure (2.4) représente les courbes AM/AM et AM/PM dynamiques avec des signaux de largeur de bandes différentes, pour une même puissance de sortie $P_s = 42\,\text{dBm}$ et une fréquence porteuse $F_c = 1850\,\text{MHz}$. On constate que la variation de la largeur de bande fait apparaître les effets mémoire du PA, notamment à 20 MHz de bande.

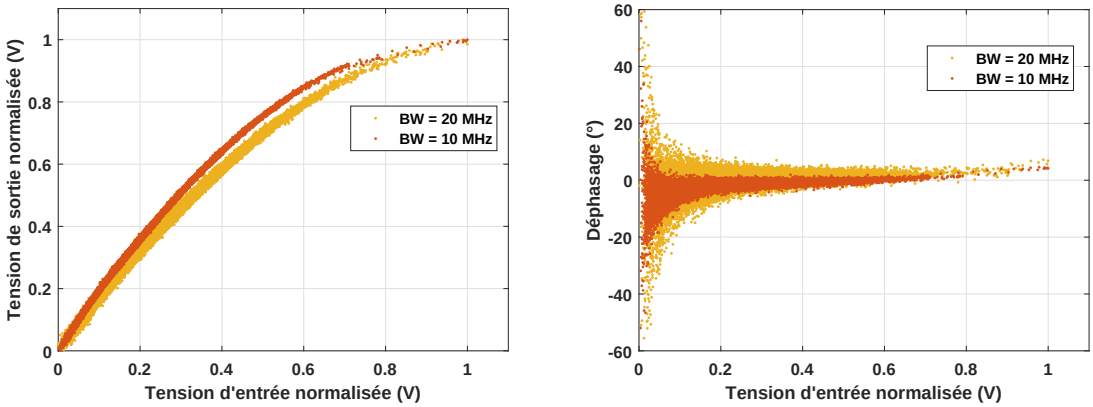


FIGURE 2.4 – Courbes AM/AM et AM/PM dynamiques pour deux largeurs de bande

En conclusion et comme nous l'avons vu, un PA peut présenter un comportement variable en fonction des conditions de fonctionnement et des signaux à amplifier.

2.3 Les systèmes RF dans un contexte de reconfigurabilité

2.3.1 Systèmes RF multi-standards

L'intérêt pour les transmissions numériques multi-standards dans les communications sans-fil n'a cessé de croître au cours de cette décennie. Par conséquent, étant donné le rôle important des amplificateurs de puissance dans ces systèmes, de nombreuses recherches ont été menées pour développer des PA multi-modes et multi-bandes [74, 75] et aussi des alimentations dédiées à ce type d'application [76]. Dans ce qui suit, compte tenu de notre intérêt pour les amplificateurs de puissance, nous dresserons un aperçu des différentes architectures d'émetteurs RF multi-standards..

2.3.2 Architectures des émetteurs RF multi-standards

La conception d'architectures multi-standards pour la nouvelle génération de systèmes de radiocommunications est devenue un vaste domaine de recherche. Ces architectures doivent avoir la capacité de supporter plusieurs bandes de fréquence et différents standards. Trois types de structures sont envisageables dans ce contexte. Elles correspondent aux architectures utilisant :

— plusieurs chaînes d'émission distinctes (architecture parallèle), chacune d'entre elles étant destinée à traiter indépendamment un standard spécifique,
— une seule chaîne avec certaines fonctions RF partagées et d'autres qui restent spécifiques,
— une seule chaîne avec toutes les fonctions RF partagées.

2.3.2.1 Architecture parallèle

L'architecture parallèle représente la solution la plus simple pour une transmission multi-standards. Elle est basée sur l'utilisation de plusieurs chaînes d'émission en parallèle, chacune étant dédié à une bande de fréquence [77, 78], comme le montre la figure (2.5). L'avantage de ce type d'architecture est qu'elle est facilement accordable et que les performances pour chaque bande de fréquence peuvent être optimisées séparément. Cependant, elle présente plusieurs inconvénients, comme :

— une faible capacité d'intégration,

— une grande taille conduisant à une grande surface occupée,
— l'utilisation d'un nombre élevé de composants entraînant une consommation énergétique élevée.

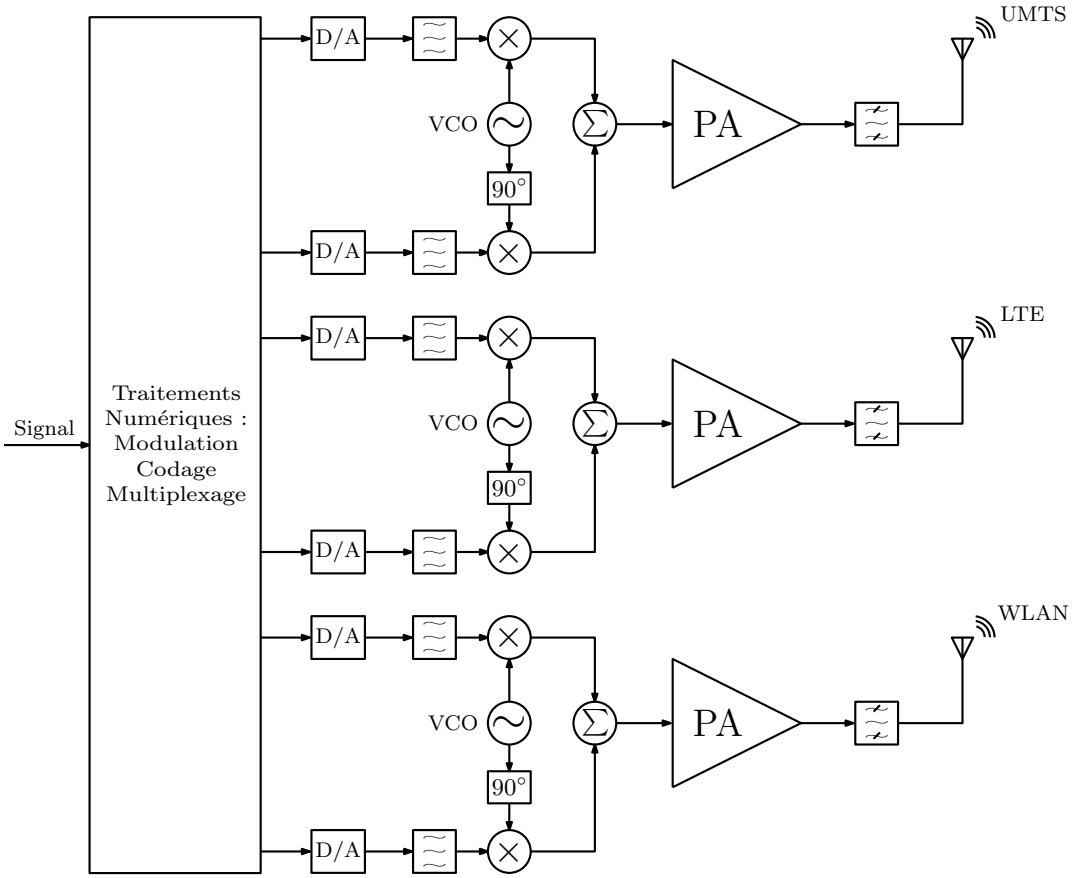


FIGURE 2.5 – Architectures de transmission multi-standards avec chaînes d'émission parallèles

2.3.2.2 Architecture avec partage partiel

Dans cette architecture, certains éléments RF de la chaîne d'émission peuvent être utilisés pour l'ensemble des bandes de fréquence visées, comme par exemple des PAs reconfigurables. Les autres fonctions conservent la même disposition que dans la structure parallèle [79, 80].
L'architecture d'un émetteur multi-standards avec partage partiel des éléments RF est présentée dans la figure (2.6). Plusieurs filtres et antennes sont utilisés pour transmettre des signaux de différentes bandes de fréquence. D'autres éléments, tels que les mélangeurs et les amplificateurs, sont partagés par les différentes chaînes de transmission. Ces éléments partagés doivent être large bande [81], multi-bandes [82] ou reconfigurables [83] afin de

répondre aux contraintes des différentes normes en termes de largeur de bande, de taux d'erreur binaire, etc.

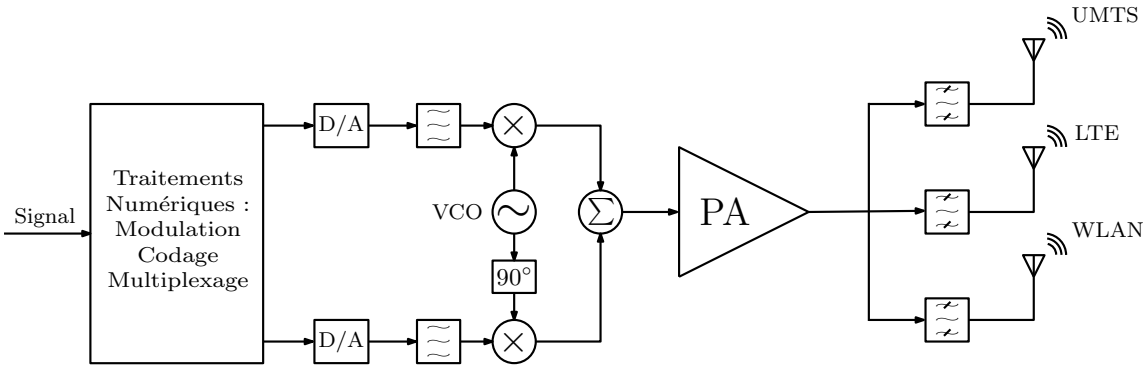


FIGURE 2.6 – Architectures de transmission multi-standards avec partage partiel

2.3.2.3 Architecture avec partage total

L'architecture d'une chaîne de transmission avec partage complet des fonctions RF est illustrée dans la figure (2.7), où l'ensemble des fonctions RF partagées est compatible avec les différentes bandes de fréquence à traiter [84, 85]. Afin de répondre aux exigences des différents standards et comme pour l'architecture avec partage partiel, les fonctions RF partagées dans cette architecture doivent également être large bande, multi-bandes ou reconfigurables. Il en résulte des contraintes élevées de conception.

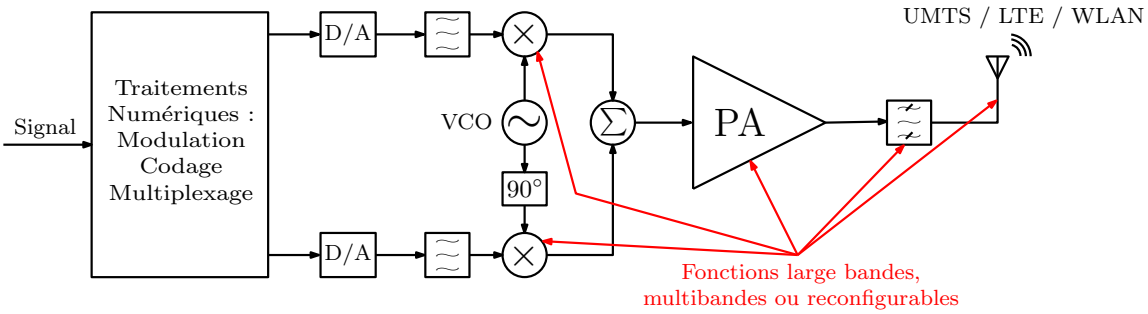


FIGURE 2.7 – Architectures de transmission multi-standards avec partage total

Par rapport aux architectures parallèles, les architectures avec partage partiel ou total des fonctions RF ont l'avantage d'un nombre réduit de blocs, ce qui permet une intégration plus facile. En terme d'efficacité énergétique, l'utilisation des mêmes fonctions RF pour toutes les bandes de fréquence permet de réduire la consommation énergétique (moins de composants actifs). Pour ces raisons, ces architectures sont privilégiées car elles répondent aux besoins du marché actuel.

2.4 Principe général de conception d'amplificateurs de puissance reconfigurables

2.4.1 Amplificateur de puissance reconfigurable

Comme nous l'avons vu dans la section 2.3.2, pour effectuer des transmissions multi-standards, des composants RF multi-bandes ou reconfigurables sont nécessaires. Comme nous nous intéressons à l'amplificateur de puissance, pour que ce dernier soit reconfigurable, il doit être capable d'ajuster son fonctionnement (fréquence, puissance, bande, ...) en fonction du standard ciblé afin de répondre à toutes les spécifications imposées, y compris en terme de linéarité et de rendement. Les différences entre les spécifications des différentes normes peuvent indiquer combien la conception d'un amplificateur de puissance reconfigurable peut se révéler délicate. Si nous utilisons une modulation à enveloppe constante, par exemple GMSK ou FSK, la linéarité n'est donc pas critique. En revanche, pour améliorer l'autonomie des batteries, qui sont la source principale des terminaux mobiles, le rendement de l'amplificateur doit être suffisamment bon. Dans le cas contraire, si nous utilisons une modulation à enveloppe variable, telle que la PSK ou la QAM, un degré élevé de linéarité est nécessaire pour éviter la distorsion du signal transmis.

En général, il y a toujours un compromis entre la linéarité et le rendement. Ainsi, si un amplificateur est linéaire, son rendement est faible, et s'il a un rendement élevé, il est non-linéaire. Par exemple, en raison des natures différentes des standards, il convient d'utiliser un amplificateur linéaire pour l'UMTS et un amplificateur à rendement élevé pour le GSM. Pour satisfaire ces deux conditions et afin de pouvoir utiliser le même amplificateur dans les deux cas, deux solutions sont envisageables : soit augmenter la linéarité d'un amplificateur à haut rendement, soit améliorer le rendement d'un amplificateur linéaire.

Comme déjà présenté dans la section 1.6.1, plusieurs techniques de linéarisation peuvent être utilisées pour linéariser l'amplificateur de puissance. Dans la suite, nous présenterons la deuxième solution qui consiste à améliorer le rendement d'un amplificateur linéaire.

2.4.2 Techniques d'amélioration du rendement

Dans la littérature, plusieurs techniques ont été proposées pour améliorer le rendement des amplificateurs de puissance. Dans cette section, nous allons présenter certaines de ces techniques.

2.4.2.1 Envelope Tracking

La technique d'Envelope Tracking (ET) [86] vise à améliorer l'efficacité d'un amplificateur de puissance linéaire en faisant varier son niveau de polarisation en fonction de l'enveloppe du signal RF transmis. Comme le montre la figure (2.8), l'information d'enveloppe est extraite du signal d'entrée RF puis elle est utilisée pour contrôler la tension de collecteur/drain du PA par un modulateur d'alimentation. Elle permet la réduction de la consommation du courant DC à de faibles niveaux de puissance, augmentant ainsi le rendement moyen de l'ensemble du système.

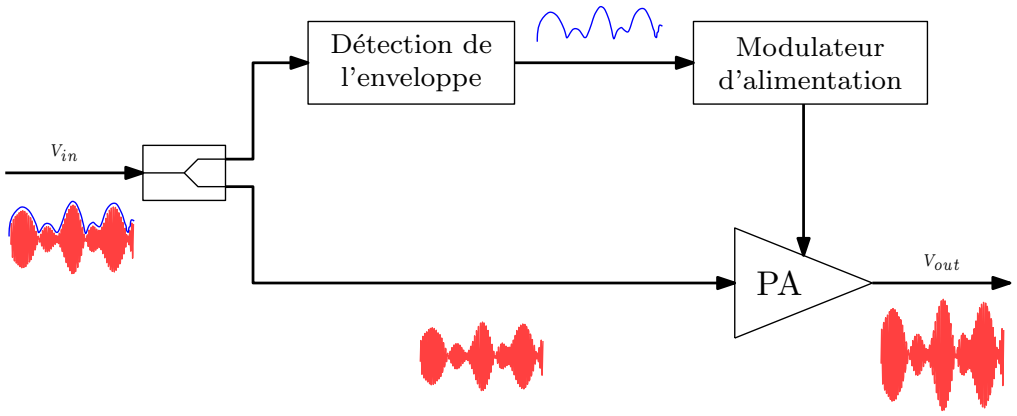


FIGURE 2.8 – Structure Enveloppe Tracking

2.4.2.2 Envelope Elimination and Restoration

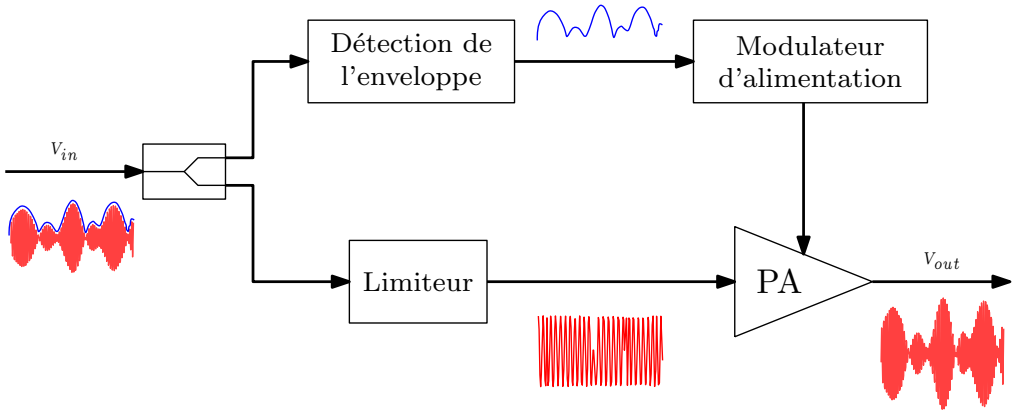


FIGURE 2.9 – Implémentation de la technique EER

La technique Envelope Elimination and Restoration (EER) a été présentée dans [87]. Dans cette architecture (Fig. (2.9), un limiteur est utilisé pour éliminer la composante d'enveloppe afin d'obtenir un signal modulé qu'en phase. Par la suite, une modulation

de la tension de polarisation est appliquée pour rétablir la modulation d'amplitude en fonction de l'enveloppe extraite du signal RF d'entrée. Le rendement global obtenue par la technique EER est meilleure que celui obtenu par la technique ET, et il représente le produit du rendement du PA et du rendement de son alimentation.

Les deux techniques ET et EER souffrent du problème de synchronisation temporelle entre l'enveloppe, qui sera appliquée pour faire varier l'alimentation du PA, et le signal RF, de sorte qu'une mauvaise synchronisation entraîne une déformation des signaux.

2.4.2.3 La technique Doherty

Proposée dans les années 1930 par William H. Doherty, la configuration la plus simple d'un circuit Doherty consiste en deux amplificateurs en parallèle ; un amplificateur linéaire principal, généralement de classe A ou AB, et un amplificateur auxiliaire à haut rendement. Ces amplificateurs sont reliés par une ligne de transmission quart d'onde (inverseur d'impédance), comme le montre la figure (2.10).

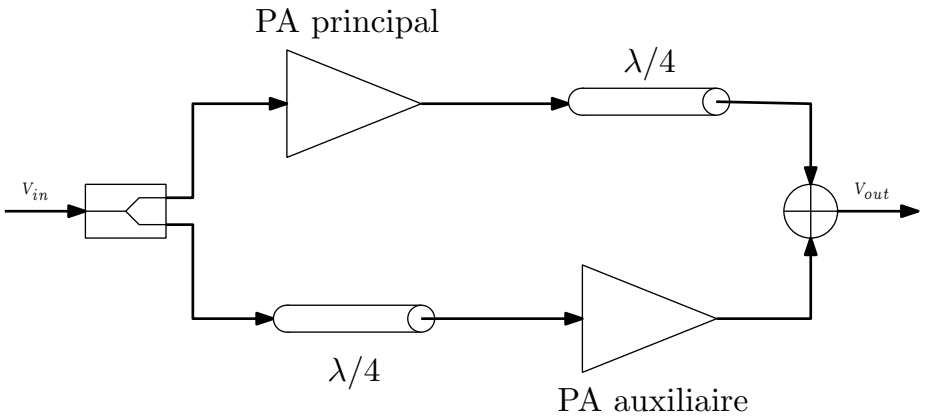


FIGURE 2.10 – Schéma fonctionnel du PA Doherty

Le concept de base de l'amplificateur Doherty [88] est de permettre à l'amplificateur principal de fonctionner au maximum de son rendement (puissance de crête) tout en permettant à l'amplificateur auxiliaire de traiter les pics de modulation. À faible puissance, seul l'amplificateur principal fonctionne en mode linéaire, alors que l'amplificateur auxiliaire est éteint. La première ligne quart d'onde à la sortie de l'amplificateur principal est utilisée pour effectuer la transformation d'impédance nécessaire pour maintenir le rendement sur une large plage de variation de la puissance de sortie. La deuxième ligne quart d'onde à l'entrée de l'amplificateur auxiliaire est utilisée pour assurer un déphasage nul entre les signaux des deux amplificateurs, afin de maintenir une sortie linéaire de l'ensemble du système. Lorsque la puissance d'entrée augmente, l'amplificateur principal commence à

saturer et l'amplificateur auxiliaire commence à fournir du courant. Ce point de déclenchement de l'amplificateur auxiliaire est appelé le point de transition. A ce niveau, le rendement de l'ensemble du système devient élevé.

Cette technique est généralement combinée avec des techniques de linéarisation pour compenser les non-linéarités à la sortie de l'amplificateur provenant des déséquilibres entre les deux voies d'amplification et de la forte saturation de l'amplificateur principal aux niveaux élevés.

2.4.2.4 Linear Amplification with Nonlinear Component

La technique LINC est utilisée pour améliorer le rendement des amplificateurs de puissance qui utilisent des signaux modulés dont l'enveloppe et la phase sont variables. Le principe de la technique LINC, présenté dans la figure (2.11), consiste à décomposer le signal d'entrée du système V_{in} en une somme de deux composantes à enveloppe constante et à phase variable, désignées V_1 et V_2. Comme seules les phases des deux signaux varient, les deux signaux V_1 et V_2 à enveloppe constante seront alors amplifiés par deux amplificateurs de puissance à haut rendement, généralement de classe C, D ou E, ayant les mêmes caractéristiques. Théoriquement, il est possible d'obtenir des rendements élevés tout en assurant une amplification linéaire. À la fin, les deux signaux amplifiés seront combinés pour générer le signal de sortie final V_{out}.

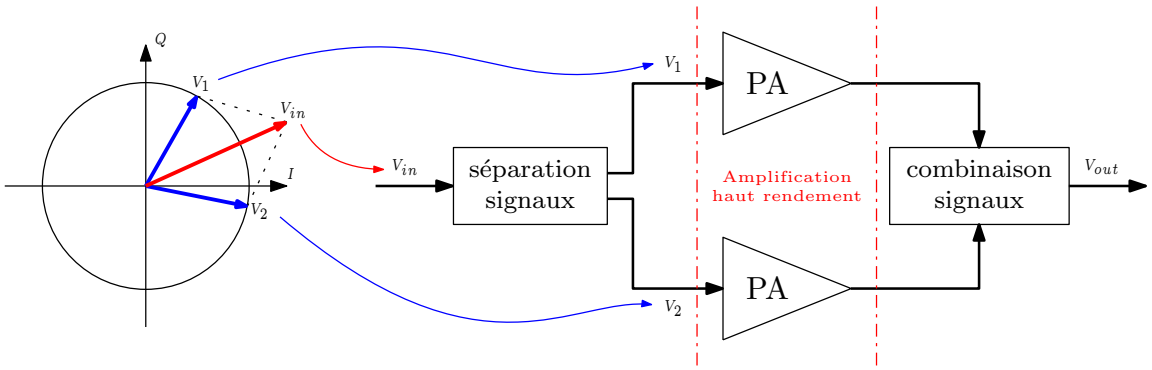


FIGURE 2.11 – Schéma simplifié de la structure LINC

Dans le tableau (2.6), nous présentons quelques architectures d'amplificateur de puissance à rendement élevé utilisant les techniques mentionnées ci-dessus, pour les applications de téléphonie mobile et de stations de base.

Comme nous pouvons le voir, le rendement de PA peut être fortement amélioré en utilisant ces techniques.

Référence	Architecture	Application	Puissance de sortie maximale (P_{max})	Rendement à P_{max}	Recul par rapport à P_{max}	L'efficacité au point de recul
[89]	Doherty	Stations de base	55 dBm	50%	8 dB	48%
[90]			54.7 dBm	56%	6 dB	48%
[91]	Envelope Tracking		41 dBm	63%	11 dB	57%
[92]		Téléphones mobiles	33 dBm	66%	10 dB	62%
[93]	Envelope Elimination & Restoration		28 dBm	61%	8 dB	48%
[94]			27 dBm	59%	7 dB	54%

TABLE 2.6 – Exemples d'architectures de PA à haut rendement de l'état de l'art

2.4.3 Modules d'amplification de puissance RF

Les modules d'amplification de puissance constituent un élément essentiel dans un émetteur RF où le signal transmis doit être amplifié à un niveau spécifique pour assurer une bonne qualité de transmission. Dans un émetteur en architecture parallèle (Fig. (2.5)), chaque amplificateur est optimisé pour une opération spécifique.

Lorsqu'une nouvelle bande ou un nouveau standard est nécessaire, la manière la plus simple est d'ajouter un PA distinct avec un "mode spécifique" dans le module d'émission, comme indiqué sur la figure (2.5). Comme mentionnée précédemment, l'avantage d'une telle approche est la possibilité d'obtenir les meilleures performances pour chaque mode ou standard. Le tableau (2.7) présente quelques exemples d'amplificateurs de puissance commercialisés sour la marque QORVO, dédiés à des applications spécifiques.

Référence	Standard	Puissance de sortie	PAE
RF2173 [95]	2G (GSM)	36 dBm	56%
RF3511 [96]	3G (UMTS)	27.5 dBm	41%
RF7320 [97]	4G (LTE)	27.5 dBm	41%

TABLE 2.7 – Performances des PA commerciaux à mode spécifique

Cependant, avec le nombre croissant de standards, cette approche est devenue encombrante et exigeante en termes de coût et de complexité [74].
Une solution est de concevoir des circuits intégrés ou modules comportant plusieurs étages d'amplification et de répartir les signaux sur l'étage le plus approprié.
La figure (2.12) donne un exemple d'une architecture comportant deux amplificateurs dans le même module. Des exemples de performances pour ce type de module sont donnés dans le tableau (2.8).
Pour pouvoir implémenter une telle architecture, il est nécessaire de disposer d'amplificateurs fonctionnant sur des bandes de fréquence larges ou reconfigurables. Les amplifica-

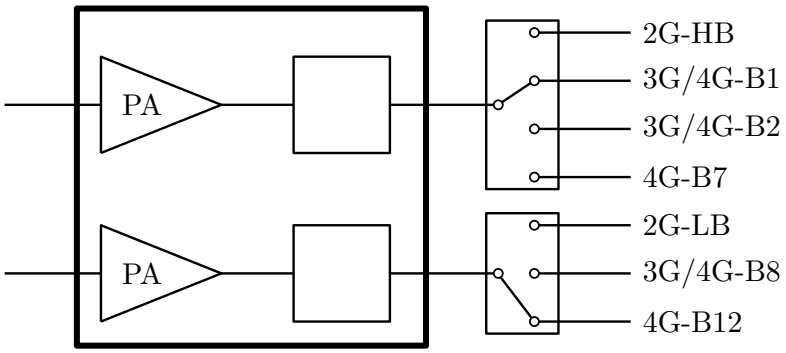


FIGURE 2.12 – Architecture d'un module d'amplification [98]

Standard	Puissance de sortie	PAE	ACLR
2G	34.6 - 35.5 dBm	53 - 61 %	/
3G	28.0 - 30.0 dBm	34 - 39 %	≤ -36 dBc
4G	27 - 29 dBm 26 - 28 dBm	33 - 37 % 29 - 32 %	≤ -33 dBc

TABLE 2.8 – Performances d'un module d'amplification (2G/4G) [99]

teurs de puissance large bande ont l'avantage de minimiser la complexité mais leurs performances baissent en raison des réseaux d'adaptation large bande requis. D'autre part, les amplificateurs de puissance reconfigurables offrent de meilleures performances dans chaque bande mais au prix d'une plus grande complexité car des composants accordables sont nécessaires.

2.4.4 Types d'amplificateurs de puissance reconfigurables

Comme nous l'avons vu dans la section 2.2.1, les différents standards occupent des bandes de fréquence bien différentes. Ainsi, pour assurer une transmission multi-standards, nous devons savoir comment passer d'une bande de fréquence à une autre en utilisant le même émetteur, ce qui permet d'assurer un service de Roaming [1] mondial et de multiplier la capacité de transmission des données.

Les émetteurs reconfigurables en fréquence utilisant des amplificateurs multi-bandes sont la meilleure solution pour atteindre cet objectif. Ils permettent une grande efficacité énergétique avec un haut niveau d'intégration, tout en prenant en charge des bandes passantes différentes. De plus, en éliminant le besoin d'un émetteur dédié pour chaque fréquence de fonctionnement, les émetteurs reconfigurables en fréquence peuvent réduire la surface de

1. Le Roaming ou l'itinérance de données est une fonction qui permet à un utilisateur d'un réseau mobile de se connecter à un autre réseau mobile d'un opérateur différent, souvent situé dans un pays étranger.

la puce et par conséquent réduire le coût, deux aspects cruciaux pour les infrastructures de télécommunications.
Tout comme le changement de fréquences, la gestion des différences entre les puissances de sortie des différents standards est également un point critique (Tab. (2.5)). Il est donc nécessaire que la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance varie en fonction du standard adopté.

Dans ce cas, et compte tenu du fait que l'amplificateur ne fonctionne pas en permanence à sa puissance maximale, les émetteurs utilisant des amplificateurs à plusieurs niveaux de puissance sont requis pour assurer une consommation de puissance conforme au standard en vigueur. Dans le même contexte et afin de satisfaire les critères de linéarité et de rendement du système à ces niveaux de puissance, qui sont également différents d'un standard à l'autre, l'amplificateur multi-modes rentre en jeu.

2.4.4.1 Amplificateur de puissance reconfigurable multi-modes

Comme nous l'avons déjà mentionné dans ce chapitre, les différents standards imposent différents contraintes. Par exemple, le standard GSM exige une puissance de sortie élevée avec de faibles contraintes de linéarité en raison de la modulation à enveloppe constante utilisée. Dans ce cas, les amplificateurs de puissance utilisés sont à haut rendement fonctionnant à proximité de la zone de saturation. Dans le cas contraire, d'autres standards, tels que le LTE, exigent une puissance plus faible mais avec des contraintes de PAPR et de linéarité élevées.

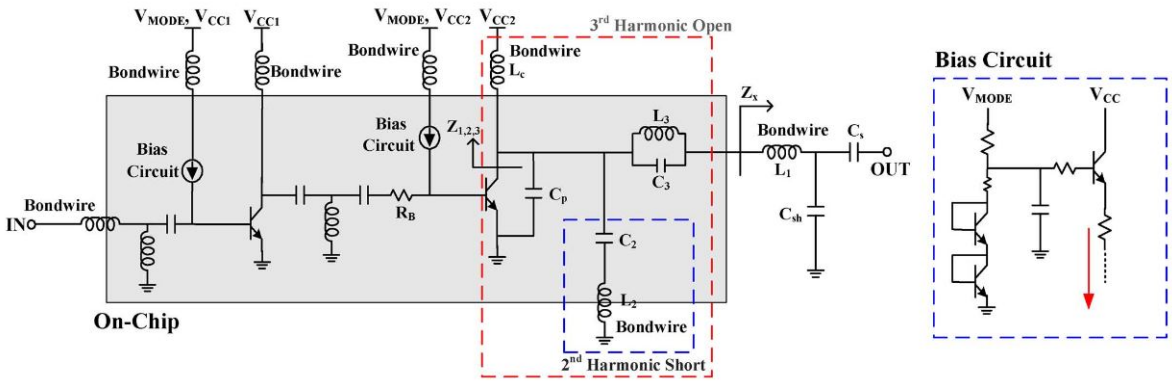


FIGURE 2.13 – PA multi-modes avec des modes de fonctionnement saturés et linéaires [100]

Un PA avec différents modes de fonctionnement (saturé ou linéaire) est appelé PA multi-modes. Comme le montre la figure (2.13) [100], ce type de PA peut être réalisé en ajustant la polarisation. Dans cette architecture, V_{MODE} est utilisé pour ajuster le courant de

polarisation des étages driver et de sortie, afin de changer le mode de fonctionnement. En mode saturé, dans le GSM par exemple, le courant de polarisation doit être ajusté dans les deux étages pour maximiser le rendement et la puissance de sortie. Par ailleurs, si le PA opère en mode linéaire, par exemple dans le cas du standard IS-95 CDMA, les deux étages sont polarisés pour obtenir une plus grande linéarité mais en acceptant une dégradation du rendement.

Des réseaux d'adaptation reconfigurables peuvent être utilisés pour améliorer les architectures de PA multi-modes en ajustant la charge de l'étage de puissance et en dimensionnant les transistors afin d'améliorer les performances des deux modes de fonctionnement [83]. La figure (2.14) présente le schéma d'une telle architecture de PA multi-modes reconfigurable. En mode GSM, pour lequel une puissance et un rendement élevés sont exigés, les transistors $Q3$ et $Q4$ participent à l'amplification du signal et le réseau d'adaptation de sortie (OMN) est configuré sur la *voie*2 alors que la *voie*1 est en mode haute impédance. Pour le fonctionnement en 3G (UMTS), le transistor $Q4$ est désactivé et $Q3$ est le seul transistor actif de l'étage de sortie. Le réseau OMN est commuté sur la *voie*1 avec la *voie*2 en mode haute impédance. Dans cette configuration, pour un fonctionnement linéaire, l'étage de sortie est chargé par une impédance optimale.

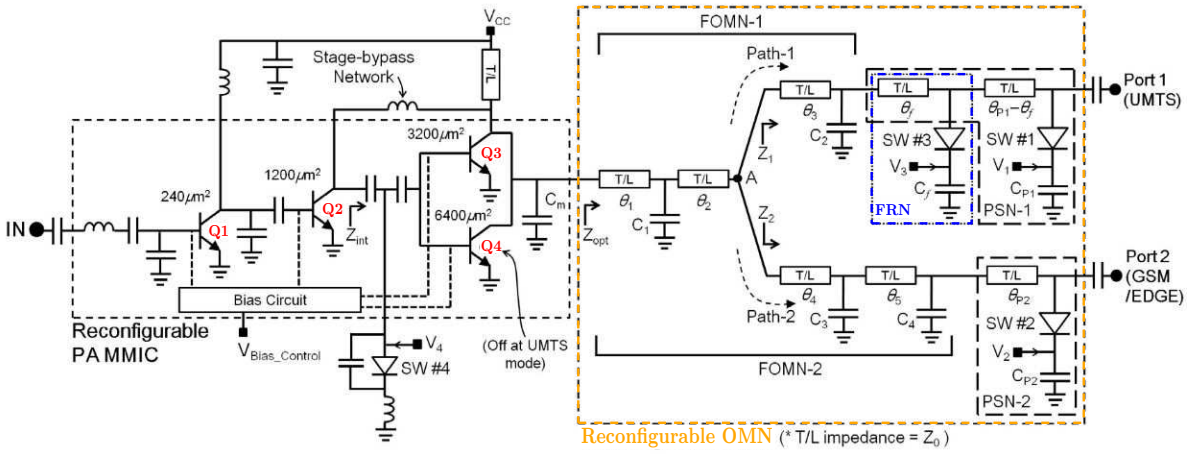


FIGURE 2.14 – PA multi-modes reconfigurable [83]

Une comparaison des deux architectures est présentée dans le tableau (2.9).

2.4.4.2 Amplificateur de puissance reconfigurable multi-bandes

Un PA qui supporte plusieurs bandes de fréquence avec le même circuit tout en offrant de bonnes performances est la base de la nouvelle génération d'émetteurs compacts multi-standards. Comme montré dans [83, 101], ce PA multi-bandes peut être mis en œuvre en

Réf.	Fréquence de fonctionnement	Mode saturé			Mode linéaire		
		Standard	P_{out}	Rendement	Standard	P_{out}	Rendement
[83]	900 MHz 850 MHz	GSM	34.5 dBm	53.55%	Release'99 W-CDMA	28.2 dBm	41%
[100]	1880 MHz	GSM	32.5 dBm	64.7%	IS-95A CDMA	28 dBm	39%

TABLE 2.9 – Exemples de PA multi-modes reconfigurable [83, 100]

utilisant un réseau d'adaptation accordable pour passer d'une bande de fréquence à une autre.

Le PA multi-modes présenté dans la figure (2.14) est également multi-bandes. Dans cette architecture, la *voie*1 pour la transmission UMTS inclut un réseau reconfigurable en fréquence (FRN) utilisé pour commuter entre deux fréquences. Les performances de ce PA multi-bandes sont optimisées soit pour la fréquence de 900 MHz lorsque le commutateur SW#3 est ouvert, soit pour la fréquence de 850 MHz lorsque le commutateur SW#3 est fermé.

Dans [101], les auteurs proposent une autre architecture de PA multi-bandes utilisant plusieurs éléments de couplage reconfigurables, comme le montre la figure (2.15). La bande de fréquence couverte par cette architecture multi-bandes est de 1.6 à 2.6 GHz, avec un fonctionnement optimal de 1.7 à 2.1 GHz. Cette architecture multi-bandes est accordée en fonction du nombre de condensateurs activés dans le réseau de transformation de charge accordable ("Tunable load Transformation network").

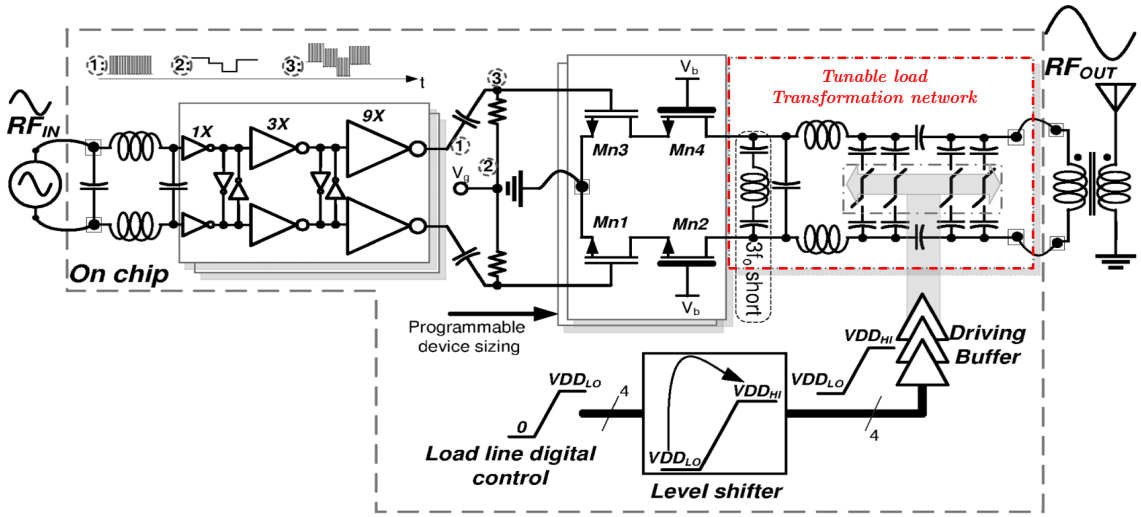


FIGURE 2.15 – Schéma simplifié d'un PA multi-bandes [101]

Le tableau (2.10) présente les performances de ce PA multi-bandes. À noter que ces performances, en terme de rendement au recul, sont atteintes en utilisant la technique d'amélioration de rendement "Discrete Envelope Elimination and Restoration".

Fréquence	P_{max}	Gain	Rendement à P_{max}	Rendement au recul
1.6 - 2.6 GHz	27.2 dBm	22.1 dB	43 %	33 % à un recul de 6 dB 22 % à un recul de 10 dB

TABLE 2.10 – Performance d'un PA multi-bandes saturé [101]

2.4.4.3 Amplificateur de puissance reconfigurable multi-niveaux de puissance

L'un des grands enjeux actuels de la nouvelle génération de systèmes sans-fil est l'amélioration du rendement du PA afin de réduire la consommation d'énergie quel que soit la puissance requise. Dans les applications de téléphonie mobile par exemple, la durée de vie de la batterie est directement affectée par la consommation énergétique du PA, étant donné que ce dernier est l'un des plus importants blocs consommateurs d'énergie dans l'émetteur. Par conséquent, le rendement du PA doit être le plus élevé possible.

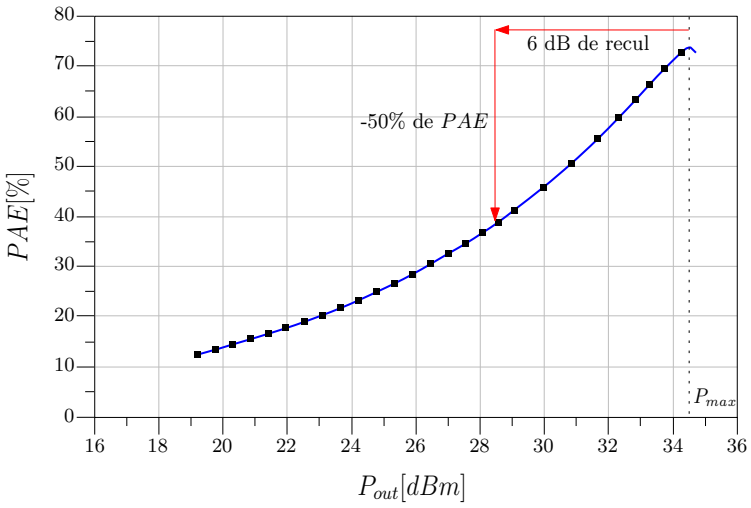


FIGURE 2.16 – PAE en fonction de la puissance de sortie (P_{out}) pour une architecture de PA classique

Rendement au recul :

Les architectures de PA classiques sont connues pour leur efficacité maximale dans la zone de saturation à une puissance maximale (P_{max}). Comme illustré dans la figure (2.16), qui présente le rendement en puissance ajoutée (PAE) d'un PA classique en fonction de

sa puissance de sortie (P_{out}), le rendement diminue pour les faibles niveaux de puissance de sortie. Nous pouvons observer dans le cas de cet exemple, que si la puissance requise est quatre fois inférieure à P_{max}, soit l'équivalent d'un recul de puissance de 6 dB, le PAE est réduit par un facteur de deux.
Dans le cas où nous utilisons des modulations à enveloppe constante, la linéarité n'est pas cruciale et le PA peut être reconfigurée statiquement pour optimiser son rendement à chaque puissance de recul. Aussi, le rendement du PA peut être optimisé pour différents niveaux de puissance tout en utilisant une architecture multi-états, comme le montre la figure (2.17).

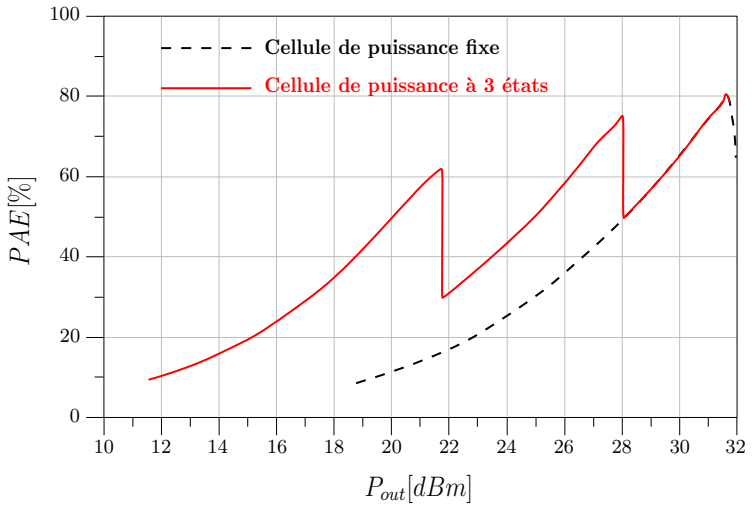


FIGURE 2.17 – PAE par rapport à la puissance de sortie dans un PA multi-niveaux de puissance

En général, l'utilisation de 3 états est suffisante pour une amélioration adéquate du rendement. Le circuit complémentaire est simple et facile à commander. La reconfiguration statique du rendement du PA se fait généralement avec un redimensionnement des transistors et avec des architectures de commutation d'étage ou "stage-bypass".

Redimensionnement des transistors de puissance :

En exploitant la stratégie de polarisation des dispositifs de puissance segmentés, un type d'architecture de PA multi-niveaux de puissance peut être élaboré. Dans cette architecture, et pour un niveau de puissance donné, seules les cellules de puissance nécessaires sont polarisées [102, 103]. L'efficacité globale du PA est alors améliorée en désactivant les cellules de puissance inutilisées. La figure (2.18) présente le schéma de principe d'une architecture de PA multi-niveaux de puissance avec un redimensionnement des transistors de puissance utilisant 2 cellules de sortie.

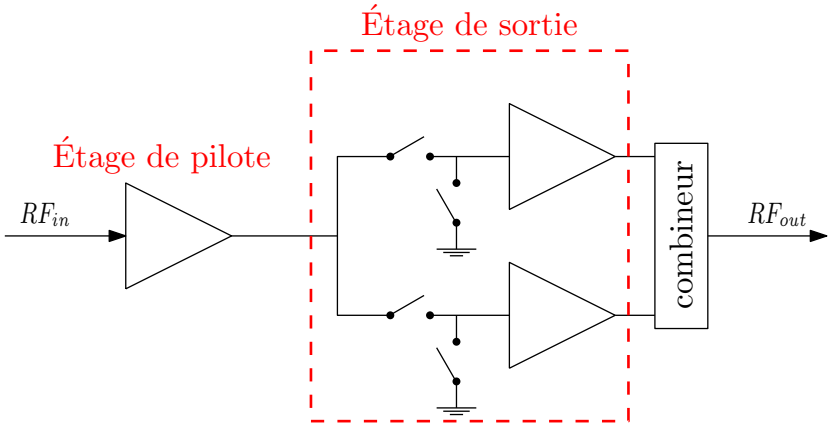


FIGURE 2.18 – Architecture de PA multi-niveaux de puissance avec redimensionnement des transistors de puissance

Dans une telle architecture, le PA peut être utilisé à deux niveaux de puissance. En activant les deux cellules, le PA peut fournir une puissance de sortie maximale. En outre, si seulement la moitié de la puissance est requise, une des cellules est désactivée en commutant son entrée à la masse. Cette architecture souffre d'un inconvénient lié à la cellule active qui peut être perturbé par l'impédance de sortie de la cellule commutée. Par conséquent, le combineur doit être soigneusement conçu. Le tableau (2.11) donne quelques performances de l'état de l'art pour une telle architecture.

Réf.	Puissance de sortie maximale (P_{max})	Rendement à P_{max}	Puissance au recul (Pr)	Rendement à Pr sans RT	Rendement à Pr avec RT
[102]	27 dBm	33.4%	16 dBm	8.3%	15.2%
[103]	31 dBm	34.8%	20 dBm	5%	14%

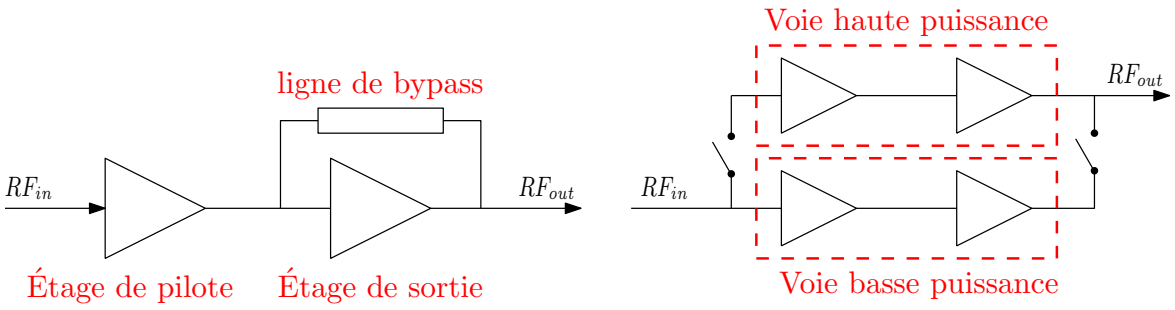
TABLE 2.11 – Performances de quelques architectures de PA avec redimensionnement des transistors de puissance

De ce tableau, nous pouvons voir que la technique du Redimensionnement des Transistors permet l'amélioration du rendement dans la zone linéaire des PA utilisés. Dans le cas de ces deux références, avec un recul de 11 dB par rapport à P_{max}, la technique a permis une amélioration du rendement par un facteur de plus de 1.8.

La technique Stage-bypass :

Contrairement à l'architecture de redimensionnement des transistors de puissance, qui se base sur la segmentation du dispositif actif et la désactivation des cellules de puissance inutilisées, il existe une autre architecture permettant de réaliser le PA multi-niveaux de

puissance. Elle est basée sur le déploiement de plusieurs lignes dans la même architecture de PA, dont chaque ligne est optimisée pour une gamme de puissance donnée. Ainsi, le rendement du PA peut être optimisé pour différents niveaux de puissance en passant d'une ligne à l'autre ou en les court-circuitant. La figure (2.19) présente des exemples d'architectures de PA utilisant la technique du stage-bypass.



Architecture en ligne de bypass — Architecture à voies commutées

FIGURE 2.19 – Exemples d'architectures de PA utilisant la technique du stage-bypass

Dans l'architecture de gauche, l'étage de sortie est désactivé pour un fonctionnement à faible puissance et le signal passe directement de l'étage pilote à la sortie du PA via la ligne de bypass [83]. Dans ce type d'architecture, la ligne de bypass doit être soigneusement conçue pour maintenir de bonnes performances.

Dans l'architecture de droite, la puissance de sortie requise peut être obtenue en permutant entre deux lignes de PA qui ont été optimisées indépendamment l'une de l'autre pour un fonctionnement à haute ou basse puissance [104]. Durant l'utilisation de la voie sélectionnée, la voie non-utilisée reste désactivée. Dans ce cas, les commutateurs sont dimensionnés de manière à assurer un minimum de pertes dans les deux modes. Les commutateurs peuvent être utilisés pour bypasser des étages, des lignes ou même les deux [105]. Nous présentons dans le tableau (2.12) quelques exemples d'architectures de PA avec la technique Stage-bypass de l'état de l'art.

Réf.	Puissance de sortie haute (P_h)	Rendement à P_h	Puissance de sortie basse (P_b)	Rendement à P_b
[83]	28.2 dBm	41.2%	16 dBm	17.4%
[104]	26 dBm	28.3%	16 dBm	15.8%
[105]	28.5 dBm	42%	17 dBm	22%

TABLE 2.12 – Performances de quelques architectures de PA avec la technique Stage-bypass

Il est bien connu que dans le cas où un signal utilisant une modulation complexe est amplifié, le rendement moyen du PA utilisé, optimisé à sa puissance de sortie maximale, sera dégradé. Il est donc devenu nécessaire d'améliorer le rendement instantané du système en associant ces techniques à l'une des techniques d'amélioration du rendement mentionnées précédemment dans la section 2.4.2.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité le sujet des transmissions multi-standards, qui intéressent en ce moment un grand nombre d'industriels des radiocommunications. L'objectif principal étant de concevoir un système de transmission sans-fil capable de couvrir un grand nombre d'applications dans différents domaines en utilisant une structure simple, plus compacte et qui consomme moins d'énergie.
Dans le début de ce chapitre, nous avons dressé un état de l'art sur les différentes normes de communication RF actuellement adoptées, dans lequel nous avons effectué une comparaison des principales conditions de fonctionnement définies pour chaque norme, dont les bandes de fréquence attribuées, les techniques de modulation et d'accès multiple, la largeur de bande du canal utilisé et la puissance de sortie maximale. Nous avons également présenté un aperçu des différentes architectures dédiées à ce type de transmission multi-standards. Compte tenu du rôle important et de notre intérêt pour les amplificateurs de puissance, nous avons présenté le principe général de la conception d'amplificateurs de puissance reconfigurables, basé sur l'amélioration de la linéarité et/ou du rendement. Ensuite, nous avons cité les différentes catégories de modules d'amplification utilisées dans ces systèmes ainsi que les différents types d'amplificateurs utilisés dans ces modules. Dans les chapitres suivants, nous présenterons les traitements associés aux PA reconfigurables, comme la modélisation et la linéarisation de leurs comportements dans le cas de transmissions multi-standards.

Chapitre 3

Modélisation des amplificateurs dans un contexte de reconfigurabilité

3.1 Introduction

L'amplificateur de puissance (PA) a un rôle prépondérant dans les performances d'un système de transmission, qu'il soit lié à une station de base ou à un terminal mobile. Il est donc important de décrire ses caractéristiques statiques et dynamiques à travers des modèles afin de l'intégrer dans les simulateurs commerciaux dits circuits et/ou systèmes.

Dans ce chapitre, c'est la modélisation "système" dite aussi comportementale qui est privilégiée car elle trouve son intérêt dans la simulation de toute la chaîne de transmission et permet de réduire significativement le coût et le temps de calcul, notamment dans un contexte de Radio-Logicielle (diversité des formes d'ondes, de niveaux de puissance, accès opportuniste aux ressources fréquentielles, etc.). Ces techniques de modélisation font l'objet depuis ces dernières années de travaux importants à l'origine de nombreuses approches qui différent selon le degré de description des phénomènes et les contextes d'applications. Les modèles doivent permettre :

— la description des non-linéarités : Les caractéristiques de transfert entrée/sortie de gain et de phase de l'amplificateur de puissance sont non-linéaires [3]. Ces non-linéarités, intrinsèques aux transistors et leurs modes de fonctionnement (classes, point de polarisation, impédances d'entrée et de sortie, etc.), introduisent des distorsions sur le signal transmis et dégradent la qualité des transmissions. Pour modéliser ces non-linéarités, on retrouve les modèles statiques qui caractérisent la réponse en puissance [20] et les modèles quasi-statiques qui s'intéressent aussi à la variation de la phase en fonction de la puissance du signal d'entrée [106, 107, 108, 109].

Ces modèles sont simples d'utilisation et très pratiques lorsqu'il s'agit de quantifier les principaux critères de communication comme l'ACPR, l'EVM, le rapport d'intermodulation ou encore le TEB, mais restent inappropriés pour la description des phénomènes dynamiques, notamment pour les applications large-bande.

— la description des effets mémoires : Dans les applications large-bande, l'amplificateur présente des distorsions statiques mais surtout dynamiques, connues sous l'appellation effets mémoires. Ces effets sont classifiés en deux catégories : la mémoire haute fréquence (aussi appelée mémoire courte) qui peut être modélisée par des filtres HF, et la mémoire basse fréquence (mémoire longue). Cette dernière dépend des impédances basses fréquences liées aux réseaux de polarisation, des effets thermiques, du comportement des dispositifs actifs, du vieillissement des composants, etc. La qualité de la transmission se retrouve impactée par ces effets avec des variations différentes selon la fréquence et l'apparition d'asymétries entre le niveau des bandes latérales inférieures et supérieures du spectre de sortie [110, 111, 112]. La description des effets mémoire rencontrés dans les applications large bande et à enveloppe variable est réalisée en insérant des blocs retards, ou des filtres, dans la relation entrée/sortie du modèle. Ceci permet de tenir compte, à un instant donné, de la contribution des valeurs de l'entrée et/ou de la sortie aux instants antérieurs. Parmi les modèles les plus connus et les plus génériques, on retrouve les séries de Volterra [113]. Théoriquement, les séries de Volterra sont capables de modéliser n'importe quel système non-linéaire stable avec effets dynamiques [114]. En pratique, lorsqu'on souhaite faire l'économie d'une recherche souvent fastidieuse et complexe des noyaux, on opte pour ses variantes comme le modèle de Hammerstein ou de Wiener, les modèles polynomiaux avec mémoires (MP, GMP) [115] ou les modèles boites noires comme les réseaux de neurones, etc. Par exemple, les modèles de Hammerstein et de Wiener sont issus d'une diagonalisation des noyaux de Volterra, ce qui permet de dissocier la partie dynamique de la partie statique. Cependant, cette flexibilité engendre des restrictions quant aux possibilités de description des non-linéarités complexes.

Dans ce chapitre, nous aborderons le sujet de la modélisation des amplificateurs dans un contexte de reconfigurabilité. Tout d'abord, nous présenterons l'approche multi-modèle que nous avons adoptée pour tenir compte des variations du comportement de l'amplificateur selon son point d'opération. Nous montrerons sur des essais expérimentaux que les variations des coefficients du modèle GMP ne permettent pas son utilisation dans ce contexte. La contribution majeure de nos travaux sera la définition et l'utilisation d'un nouveau modèle nommé FWMP (Feedback Wiener with Memory Polynomial) pour ré-

duire la complexité. Nous verrons les résultats obtenus dans le cadre de PA mis en œuvre dans différents contextes d'applications.

3.2 Modélisation dans un contexte de reconfigurabilité

La modélisation de l'émetteur représente un challenge pour des architectures d'amplification reconfigurable où se confrontent plusieurs notions en relation avec la Radio-Logicielle comme la diversité des standards, les formes d'ondes, les débits, les bandes de fréquences et la portée de l'émission. Dans le bilan énergétique, c'est l'amplificateur de puissance qui occupe la part la plus importante, d'où une attention particulière à la simulation des phénomènes statiques et dynamiques qui régissent son fonctionnement. Les verrous qui restent à franchir dans la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de radiocommunications reconfigurables résident dans la prise en compte :

- de l'interaction et des effets de couplage entre les signaux bande de base et les signaux RF,
- des aspects RF dans le contexte de la radio-cognitive, un aspect souvent négligé par les modèles actuels dits de type "système",
- des effets statiques et dynamiques dans un contexte de terminaux multistandards. En effet, le comportement de l'amplificateur de puissance varie en fonction de l'application envisagée avec une sensibilité évidente aux variations de la polarisation, la fréquence, la modulation, la puissance d'entrée, l'impédance de charge présentée à sa sortie, la désadaptation, ...
- de la forme d'onde qui tend à se diversifier notamment avec l'arrivée des télécommunications de $5^{\text{ème}}$ génération (la norme 5G). Demain, l'accès opportuniste aux ressources spectrales pour satisfaire les besoins des utilisateurs en débit et en accessibilité s'intensifiera. La question du comportement des transistors face à ce type de stratégie de communications sera alors posée. Par exemple, il est important d'aborder et d'analyser l'impact de l'agrégation de porteuses ou encore l'utilisation des bandes de fréquences non-contiguës dans les modulations multiporteuses (NC-OFDM).
- des niveaux de puissance exigés pour les transmissions. Envisager une communication entre une station de base et des objets connectés en mouvement, comme une flotte de drones, implique systématiquement une gestion dynamique de la puissance d'émission/réception avec des niveaux de puissance variable selon les distances à

couvrir. Le verrou est alors de taille lorsqu'il s'agit de définir un seul modèle qui permettra de décrire le comportement de l'étage d'amplification sur une large gamme de puissance.

— du niveau d'intégration des algorithmes de prédistorsion numérique (DPD). Dans le contexte de notre projet, la modélisation de l'amplificateur peut avoir deux objectifs : la simulation et la linéarisation. Dans un contexte d'intégration dans un simulateur circuit/système, la question de la complexité est relayée au second rang car les ressources calculatoires sont disponibles et la vitesse de calcul n'est pas primordiale. Ce n'est plus le cas lorsqu'il s'agit d'implémenter un schéma de linéarisation dans un composant programmable de type FPGA ou DSP, où le compromis performance/complexité est primordial car il détermine la vitesse de réaction. Les points liés à la reconfigurabilité sont ignorés par les simulateurs actuels. Les modèles comportementaux qui décrivent l'enveloppe de sortie en fonction de l'enveloppe d'entrée par une relation non-linéaire sont les plus répandus et les plus utilisés. Il existe différentes approches capables de prendre en compte les non-linéarités de gain et de phase et les effets mémoires HF et BF (Hautes et basses Fréquences) des amplificateurs. Cependant, ces modèles restent limités et destinés à des applications spécifiques et sont inadaptés aux signaux multi-bandes/multi-niveaux.

La modélisation multi-modèle sera abordée et appliquée dans le contexte de cette étude. Dans le cas de l'amplificateur de puissance, cette technique de modélisation des systèmes non-linéaires permet de parvenir à un bon niveau de description pour répondre aux besoins de la simulation, mais aussi à une complexité réduite pour résoudre les problématiques d'implémentation de la prédistorsion adaptative envisagée dans ce projet.

3.2.1 Principe général de l'approche multi-modèle

L'approche multi-modèle est un moyen de décrire le comportement d'un système fortement variable dans le temps en fonction de son environnement [116, 117, 118]. Elle permet un bon compromis entre la précision et la complexité du modèle. Concrètement, elle s'agit d'un ensemble fini de modèles (linéaires ou non-linéaires) reliés par des fonctions d'activation non-linéaires, comme le montre la figure (3.1).

Pour les systèmes non-linéaires complexes, la démarche consiste à réaliser une approche globale qui s'appuie sur la superposition d'un ensemble de modèles dits « locaux » de structures simples. Chaque modèle apporte le comportement du système dans une zone de fonctionnement particulière (définie, par exemple, par les valeurs des entrées ou de l'état du système). Cette topologie permet de résoudre des problèmes liés à la simulation,

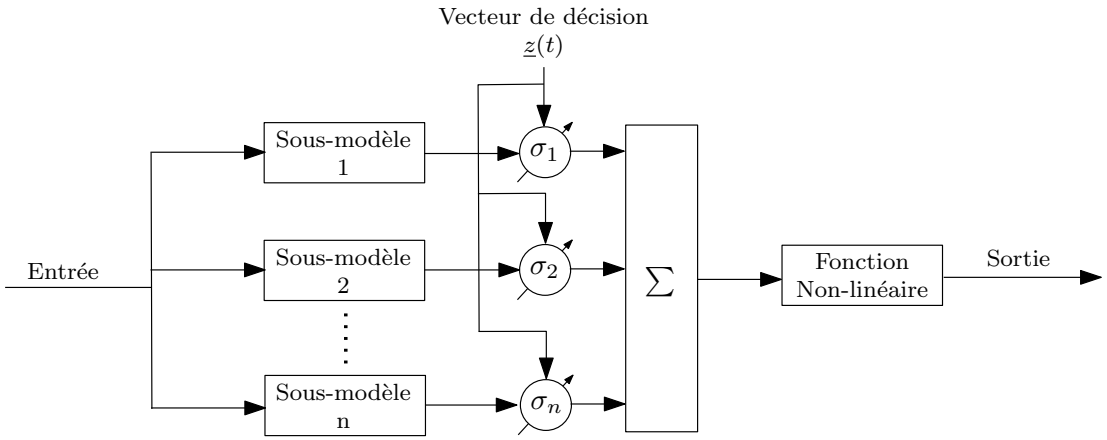


FIGURE 3.1 – Principe général de la multi-modélisation

mais aussi à la commande des systèmes dont les caractéristiques statiques et dynamiques sont variables, à l'image des PA multi-bandes, multi-standards. Dans ce cadre, on pourrait par exemple imaginer une modélisation selon la figure (3.2) qui permet d'ajuster le modèle selon l'utilisation du PA.

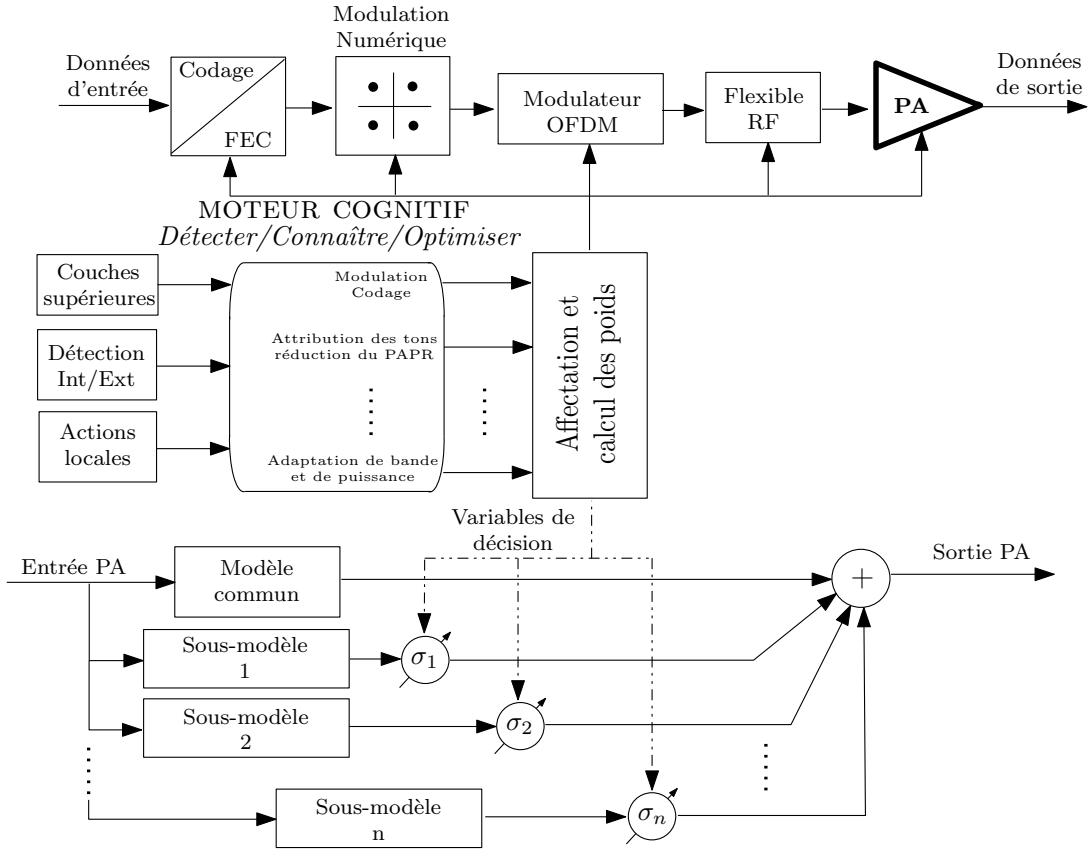


FIGURE 3.2 – Principe de la modélisation multi-modèle appliqué au PA (dans un contexte de radio-intelligente)

Dans la littérature, on retrouve plusieurs approches pour la prise en compte de processus physiques dont le comportement est variable selon les points d'opération [119, 120, 121, 122]. Cependant, deux configurations peuvent être retenues dans notre application qui sont la « configuration parallèle » et la « configuration mode commun/modes différentiels ».

3.2.2 Configuration parallèle

Le principe général de cette configuration est présenté dans la figure (3.3). Elle consiste à mettre en parallèle différents modèles de PA identifiés pour différentes conditions de fonctionnement. Une variable de décision est utilisée pour activer le modèle qui correspond à la forme d'onde utilisée et pour désactiver les autres modèles.

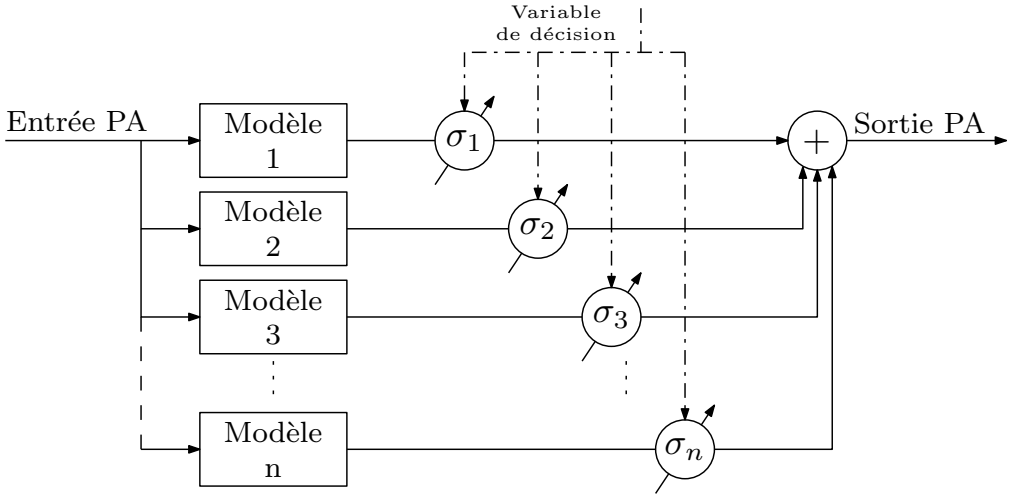


FIGURE 3.3 – Structure parallèle

La fonction dite d'activation détermine le degré d'implication du i-ème modèle local. Ces fonctions, comprises entre 0 et 1, sont de forme triangulaire, sigmoïdale (Fig. (3.4)), gaussienne ou TOR (tout ou rien), et doivent satisfaire les propriétés de somme convexe suivantes :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n} \sigma_i\left(\underline{z}(t)\right) = 1, \quad \forall t \\ 0 \leq \sigma_i(\underline{z}(t)) \leq 1, \quad \forall i = 1, \cdots, n \quad \forall t \end{cases} \tag{3.1}$$

où $\underline{z}(t)$ est le vecteur contenant les variables de décision.
La forme de cette fonction doit permettre un passage progressif d'un modèle à un autre. Le vecteur d'entrée $z(t)$ de cette fonction comporte les informations nécessaires au bascu-

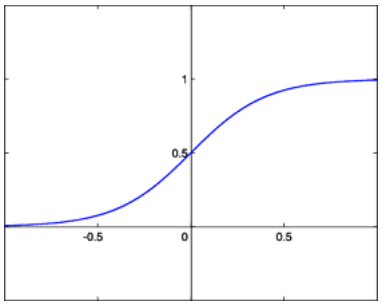


FIGURE 3.4 – Allure de la fonction d'activation

lement de cette fonction. Ce sont des variables liées aux caractéristiques du signal d'entrée et/ou de sortie du système.

Cette configuration est simple d'application. Néanmoins, elle nécessite une grande capacité de mémoire pour stocker tous les modèles de PA identifiés pour les différentes conditions de fonctionnement, ce qui deviendra sans doute un handicap pour l'utilisation de ce modèle en tant que linéariseur.

3.2.3 Approche mode commun/modes différentiels

Une deuxième configuration consiste en la superposition d'un modèle commun et de plusieurs sous-modèles. Le modèle commun est le même pour toutes les conditions de fonctionnement. Il est utilisé pour modéliser une caractéristique commune qui ne varie pas ou présente une variation monotone selon les différentes formes d'onde. L'utilisation d'une variable de décision permet l'activation de certains sous-modèles afin d'introduire les dynamiques supplémentaires nécessaires pour compléter le modèle en fonction de la forme d'onde utilisée. La figure (3.5) présente le principe de cette configuration.

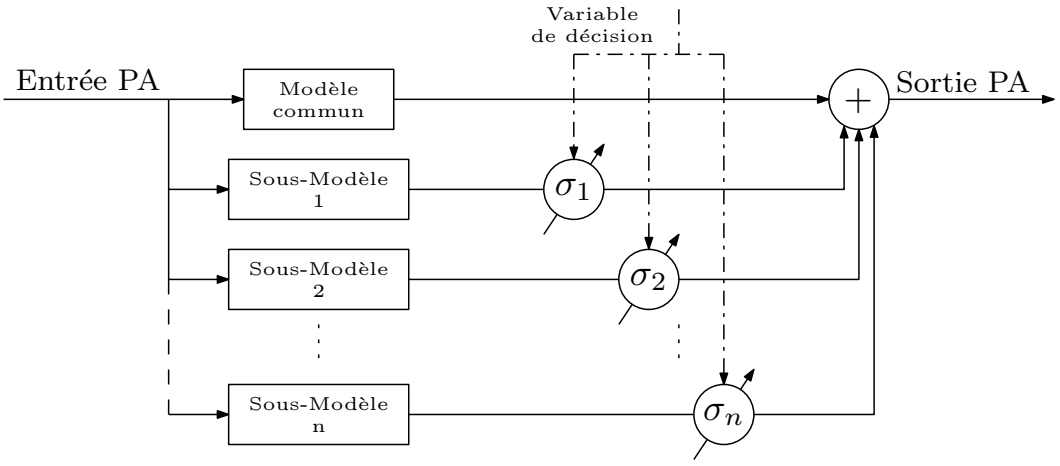


FIGURE 3.5 – Approche multi-modèle

L'intérêt de ce type de modélisation est de réduire considérablement le nombre de coefficients à identifier puisque seuls les sous-modèles sont variables. Dans notre étude, nous avons opté pour cette approche qui semble s'adapter au cas des PA reconfigurables : un modèle commun qui traite la partie dite statique (ou peu variable) et un modèle différentiel qui traduit les changements dans le comportement du PA.

3.3 Modèle GMP et multi-modélisation

Le modèle GMP est un des modèles les plus utilisés dans l'identification et la modélisation des amplificateurs de puissances et de sa fonction inverse. Il permet d'obtenir de bonnes performances avec une technique d'estimation paramétrique simple d'application. Cependant, c'est un modèle dont le nombre de coefficients peut rapidement devenir conséquent, d'où la nécessité d'étudier le compromis performances/complexité comme proposé dans [123].

Nos premiers travaux s'orientent donc vers les possibilités d'utilisation du modèle GMP en multi-modélisation. Nous traiterons également la possibilité d'utiliser des modèles de PA présents dans la littérature pour développer une structure multi-modèle. Une étude sur l'évolution des coefficients du modèle GMP, connu pour ses performances en modélisation et en DPD, a été réalisée. L'idée est d'étudier ce type de modèle dans plusieurs situations (variation de la puissance de sortie, de la bande et de la fréquence porteuse) et de se rendre compte des allures de variation de chaque coefficient afin d'envisager l'application du principe de multi-modélisation (superposition d'un mode commun et plusieurs modes différentiels).

Le modèle GMP est linéaire par rapport aux coefficients à identifier, ce qui permet l'application des algorithmes (en-ligne et hors-ligne) basés sur les moindres carrés. C'est son principal avantage.

3.3.1 Description du banc LTE/4G – 50 W

Le banc d'essai ARELIS, utilisé pour l'acquisition des signaux, est présenté dans la figure (3.6).
Le banc inclut un PA LDMOS de 50 W opérant à des fréquences allant de 500 MHz à 2.5 GHz. La carte SDR développée par la société ARELIS sert à la génération des signaux de test. L'acquisition des signaux est réalisée par une carte VST NI d'une voie. Les signaux sont mesurés en fréquence intermédiaire de 61.44 MHz avec une fréquence d'échantillonnage de 245.76 MHz.

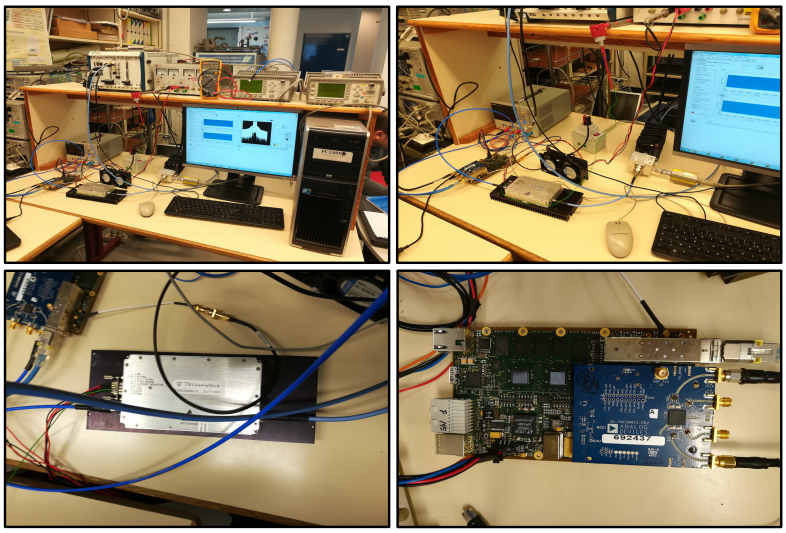


FIGURE 3.6 – Photos du Banc du test ARELIS

Pendant la séance de mesures, plusieurs configurations statiques avec des signaux LTE/4G ont été réalisées :

— 4 points de puissance de sortie : 34, 38, 42 et 44 dBm,
— 3 bandes : 5, 10 et 20 MHz,
— 2 fréquences porteuses : 1850 MHz et 2355 MHz.

Le comportement non-linéaire ainsi que les effets mémoires, caractérisés par les courbes AM/AM et AM/PM des différentes configurations, ont été présentés précédemment dans la section 2.2.6.

La figure (3.7) montre un enregistrement des signaux RF en entrée (courbes de gauche) et en sortie (courbe de droite) du PA.

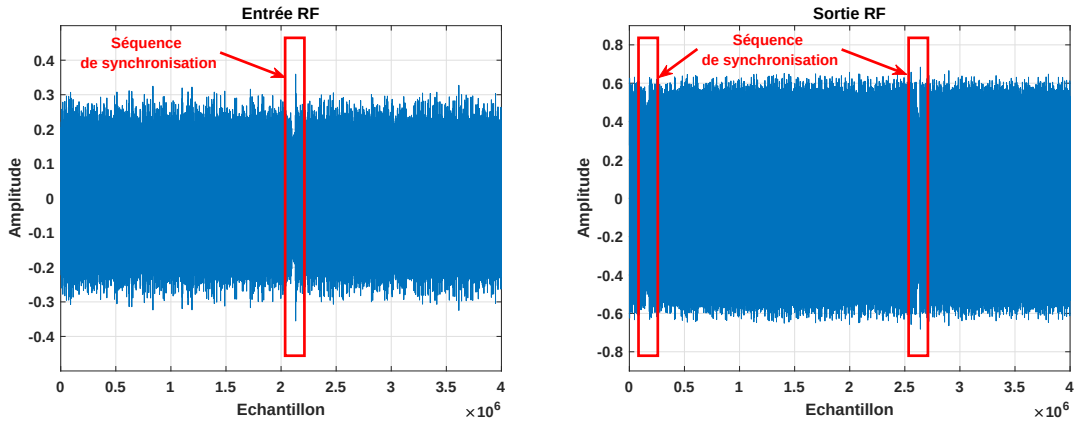


FIGURE 3.7 – Signaux d'entrée et de sortie RF

On remarque que les deux signaux ne sont pas synchronisés. La première étape est donc d'extraire une séquence complète de données E/S.

L'extraction de la séquence de données nécessite l'insertion d'un signal de synchronisation. Nous ajoutons donc une séquence de type "Chirp" en début du signal (Fig. (3.8)).

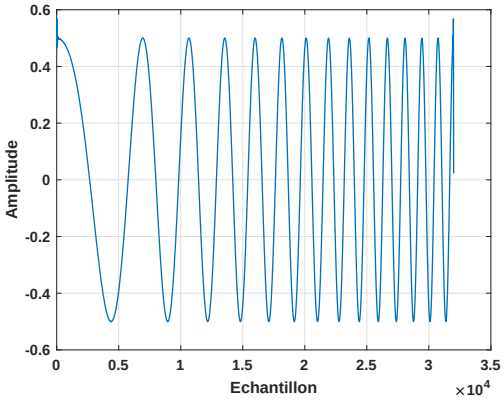


FIGURE 3.8 – Séquence de synchronisation

Cette séquence permettra de localiser le début des trames d'entrée/sortie par le calcul de l'intercorrélation entre les signaux RF acquis et la séquence de synchronisation, comme le montrent les raies d'intercorrélation sur les courbes de la figure (3.9).

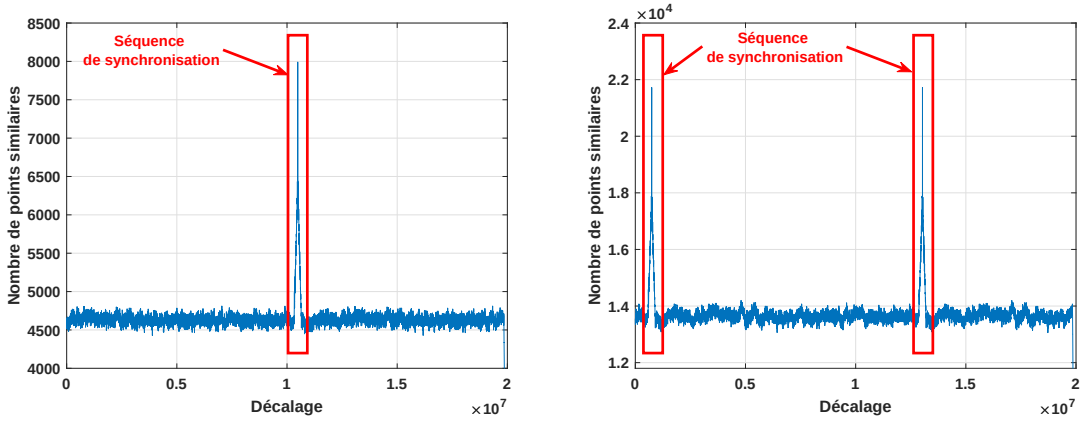


FIGURE 3.9 – Localisation de la séquence de synchronisation

Après extraction et normalisation par rapport à la puissance moyenne de la portion du signal RF qui contient la séquence de données, nous avons procédé à la démodulation en utilisant une porteuse d'une fréquence de 61,44 MHz. Les signaux d'entrée et de sortie en bande de base résultants sont illustrés sur la figure (3.10).
Comme l'illustre la figure (3.10), il n'y a pas de correspondance entre les signaux d'entrée et de sortie sur les deux voies I/Q. Ceci est corrigé par une légère modification de la fréquence de la porteuse utilisée pour la démodulation du signal de sortie, comme le

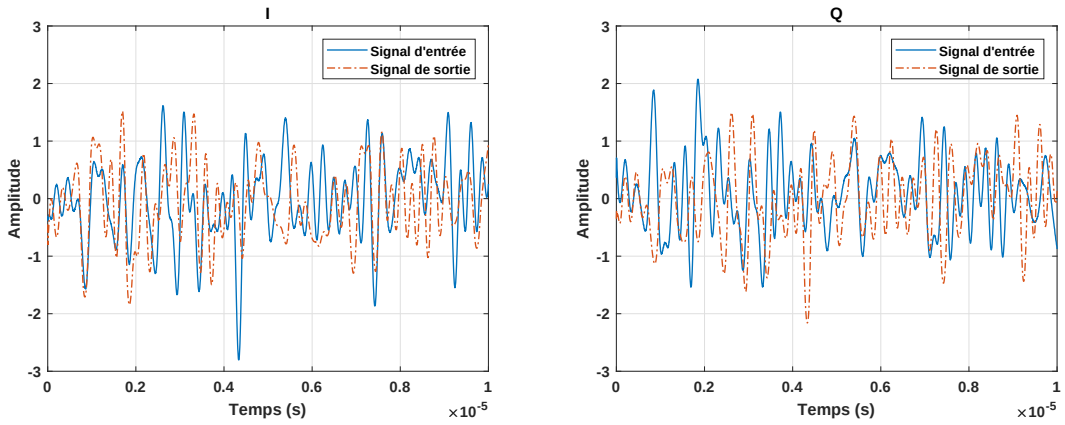


FIGURE 3.10 – Signaux en bande de base obtenus

montre la figure (3.11) illustrant la différence entre l'entrée et la sortie avant et après correction.

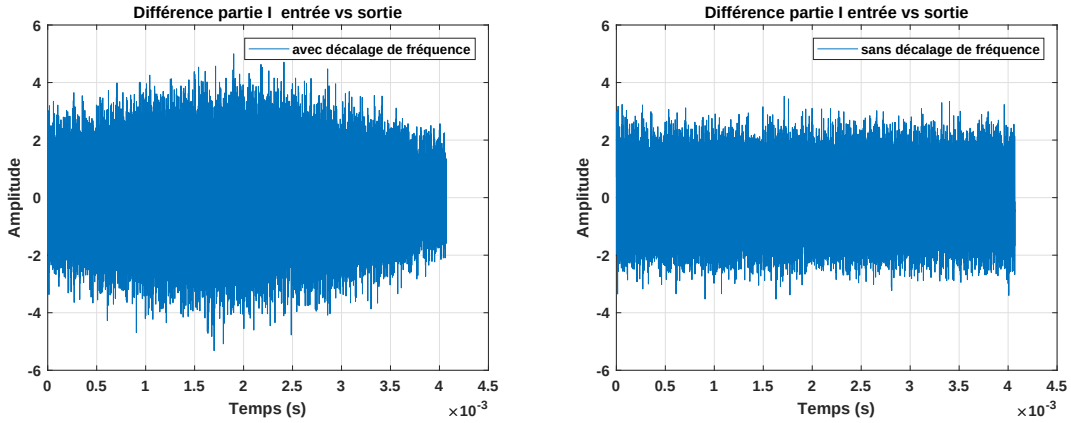


FIGURE 3.11 – Suppression du décalage de fréquence

Après avoir ajusté le décalage en fréquence de la porteuse, la comparaison des modules des signaux d'entrée et de sortie montre encore l'existence d'un déphasage entre les deux signaux (Fig. (3.12)).

Un ajustement de la phase de la porteuse utilisée pour la démodulation du signal de sortie permet la suppression de ce déphasage comme le montre la figure (3.13). Le résidus entre l'entrée et la sortie a été minimisé, comme le montrent les figures avant et après correction.

Après avoir apporté les corrections grâce aux réglages de la fréquence et de la phase de la porteuse, on obtient finalement une bonne correspondance entre les signaux E/S sur les deux voies I/Q, comme le montre la figure (3.14).

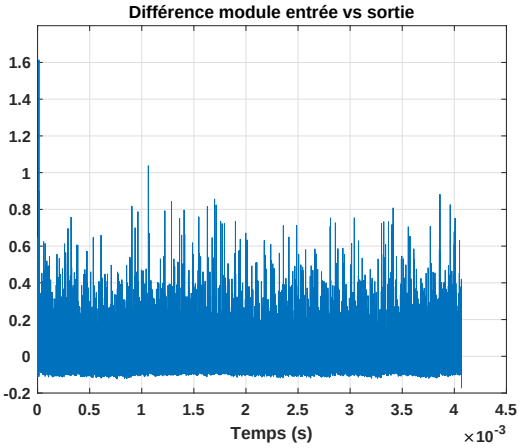


FIGURE 3.12 – Le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie

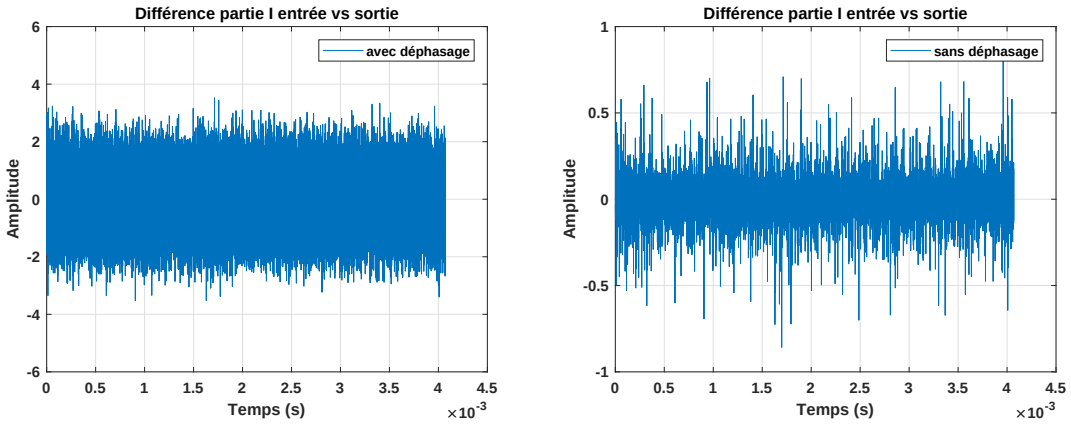


FIGURE 3.13 – Suppression du déphasage

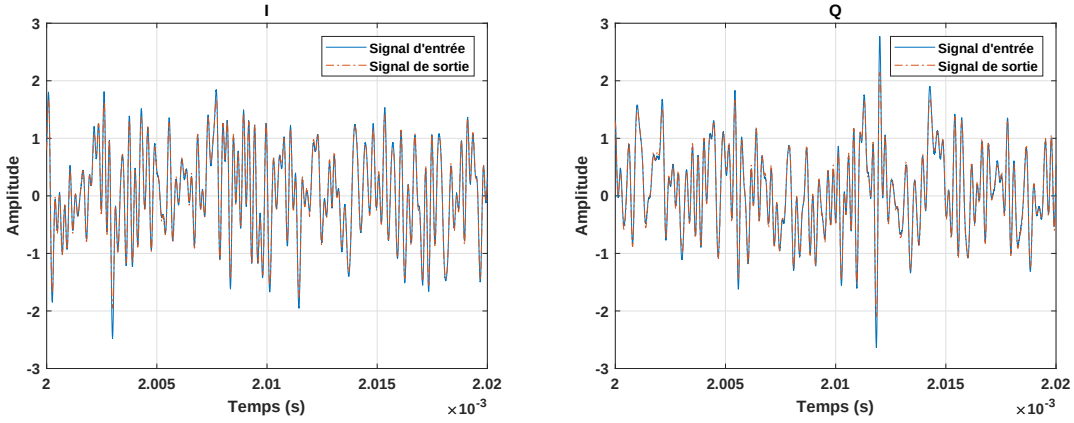


FIGURE 3.14 – Exemple de comparaison entrée/sortie après correction

3.3.2 Étude du modèle GMP dans un contexte de reconfigurabilité

Après démodulation et synchronisation des signaux mesurés, nous avons réalisé une série d'estimation paramétrique avec le modèle GMP pour les 4 points de puissance et 3 bandes du signal.

Étant donné la nature de cette étude, la structure utilisée est la même et elle est choisie de manière à garantir de bonnes performances pour la majorité des configurations utilisées. La structure a été choisie après une étude hors ligne en cartographiant le NMSE temporel en fonction du nombre de coefficients dans trois scénarios :

1. $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 5\,\text{MHz}$,
2. $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 10\,\text{MHz}$,
3. $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 20\,\text{MHz}$.

La figure (3.15) présente la cartographie faite pour $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 10\,\text{MHz}$.

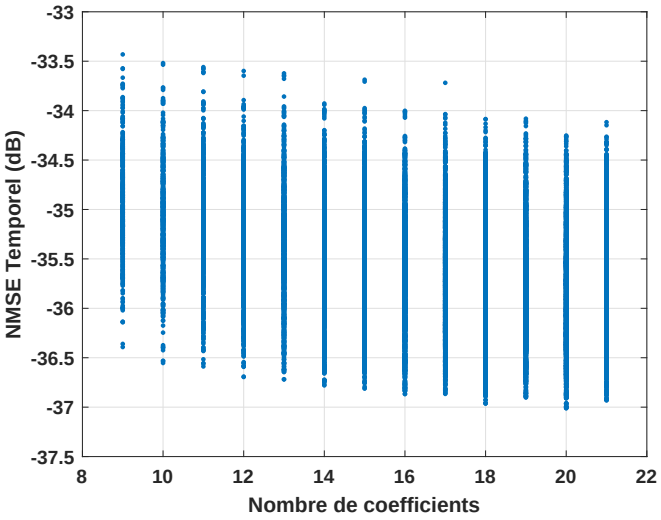


FIGURE 3.15 – Cartographie du NMSE en fonction du nombre de coefficients pour le modèle GMP

Comme nous souhaitons obtenir la même structure pour l'ensemble des configurations afin d'étudier l'évolution des coefficients pour chaque bande, nous avons recherché la structure qui assure de bonnes performances avec les autres puissances. Nous avons constaté qu'une structure de 20 coefficients permet de satisfaire ce compromis. Ainsi, nous avons utilisé la meilleure structure à 20 coefficients de chaque scénario dans les deux autres pour savoir laquelle donne de bonnes performances dans les trois bandes. Cette étude, sur une fréquence porteuse de $F_c = 1850\,\text{MHz}$, a montré que l'utilisation d'un modèle GMP (Éq.

1.24) à 20 coefficients (avec $P_a = 5$, $M_a = 2$, $P_b = 3$, $M_b = 2$, $L_b = 1$, $P_c = 2$, $M_c = 1$ et $L_c = 2$) est suffisante pour obtenir un NMSE temporel inférieur à -31,9 dB pour tous les tests. Les résultats obtenus et les faibles valeurs du NMSE montrent une bonne description des effets statiques et dynamiques du PA (Tab. (3.1)). D'après ce tableau, il est donc possible d'obtenir une structure GMP unique capable de modéliser le comportement du PA pour différents points de fonctionnement. A noter cependant que les performances de cette structure sont différentes d'un scénario à un autre avec parfois près de 7 dB d'écart sur le NMSE.

		NMSE (dB)			
		P_s **= 34 dBm**	P_s **= 38 dBm**	P_s **= 42 dBm**	P_s **= 44 dBm**
Bande (MHz)	**5**	-31.95	-35.28	-36.42	-38.95
	10	-33.92	-34.06	-37.01	-37.11
	20	-32.03	-35.54	-32.17	-38.07

TABLE 3.1 – NMSE obtenu avec le modèle GMP

Afin de vérifier la compatibilité du modèle GMP avec l'approche multi-modèle, nous avons étudié l'évolution de ses coefficients en fonction de la puissance de sortie et de la bande. Pour une meilleure lisibilité, nous nous sommes limités aux 16 premiers coefficients sur les 20 que compte le modèle.
Les figures (3.16) à (3.18) montrent l'évolution des 16 coefficients, en fonction de la puissance de sortie utilisée, de chaque terme du modèle GMP utilisé, avec une fréquence porteuse $F_c = 1850$ MHz et une bande de 10 MHz. Les termes correspondent aux trois parties du modèle GMP sont décrits dans la relation (1.24).

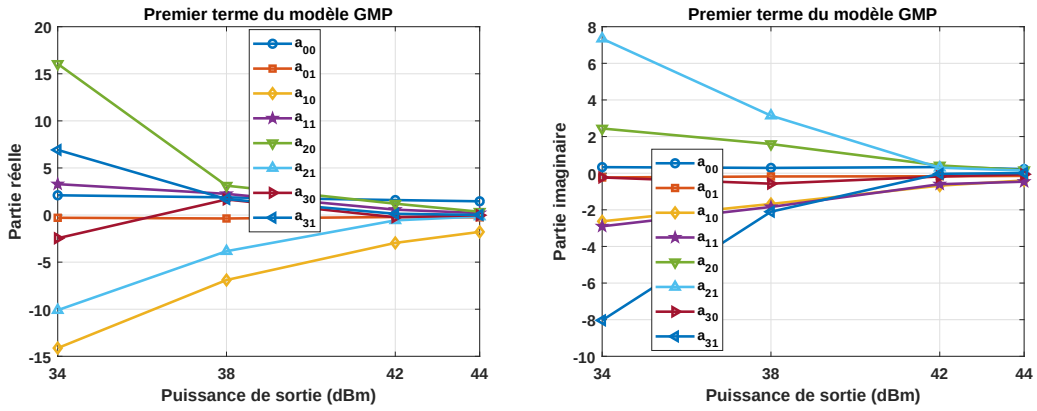


FIGURE 3.16 – Évolution des coefficients du premier terme du GMP en fonction de P_s

Sur la base de ces résultats, nous pouvons constater que les coefficients du modèle GMP évoluent différemment en fonction de la puissance de sortie. Certains coefficients évoluent très rapidement alors que d'autres évoluent lentement ou restent constants.

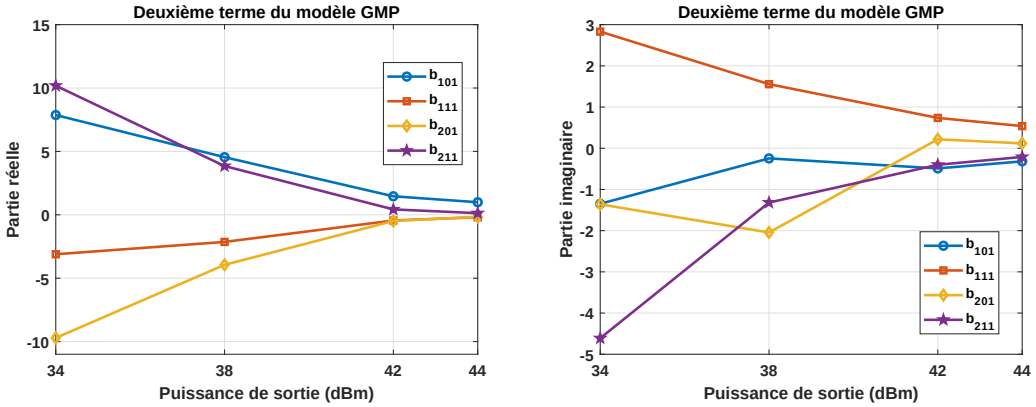


FIGURE 3.17 – Évolution des coefficients du deuxième terme du GMP en fonction de P_s

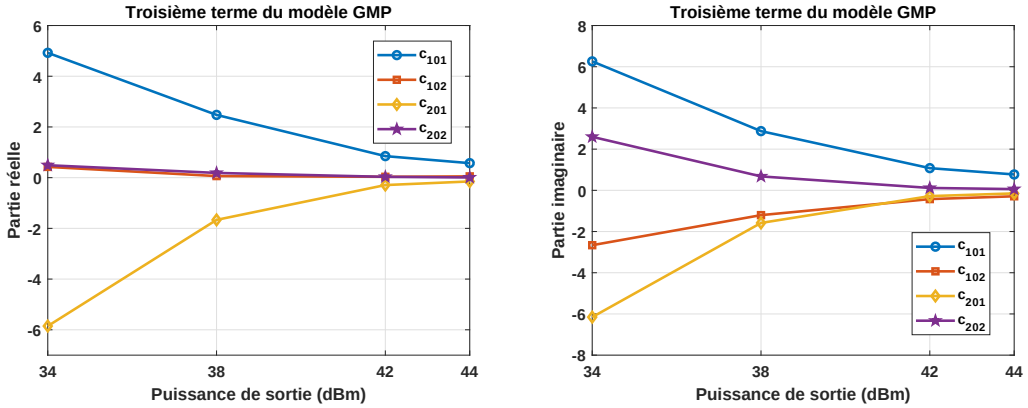


FIGURE 3.18 – Évolution des coefficients du troisième terme du GMP en fonction de P_s

Les figures (3.19) à (3.21) montrent l'évolution des coefficients, en fonction de la largeur de bande, avec une fréquence porteuse $F_c = 1850\,\text{MHz}$ et une puissance de sortie de $42\,\text{dBm}$.

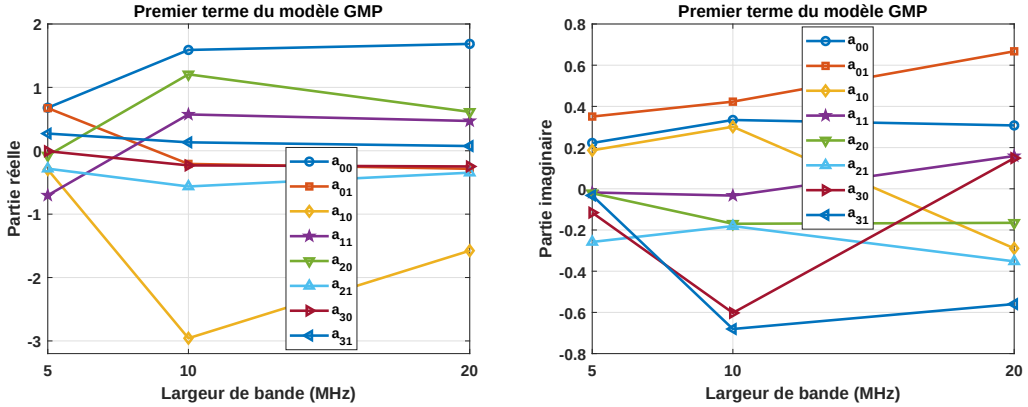


FIGURE 3.19 – Évolution des coefficients du premier terme du GMP en fonction de la bande

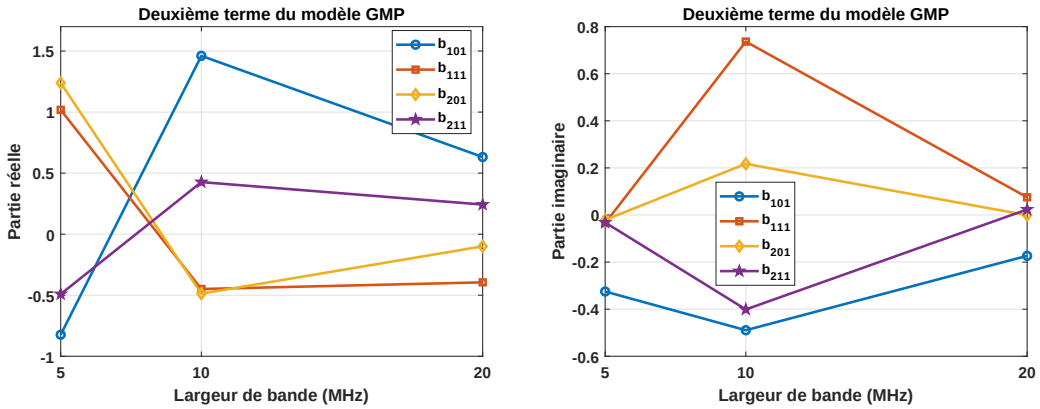


FIGURE 3.20 – Évolution des coefficients du deuxième terme du GMP en fonction de la bande

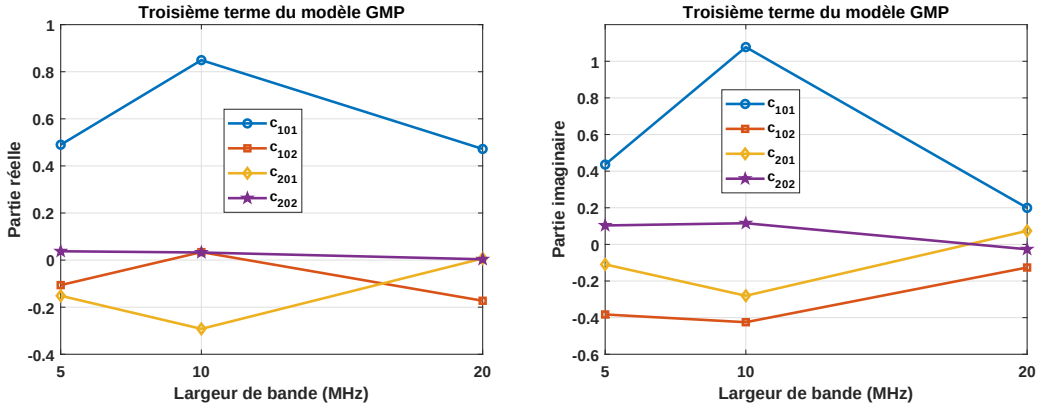


FIGURE 3.21 – Évolution des coefficients du troisième terme du GMP en fonction de la bande

On constate ici encore le même phénomène que pour la variation de la puissance de sortie, c'est à dire que certains coefficients varient fortement, alors que d'autres sont relativement stables. On retrouve également des coefficients pour lesquels la partie réelle est relativement stable alors que la partie imaginaire est variable, et vice-versa. Nous remarquons également que le taux de variation est différent entre la variation de la puissance et la variation de la largeur de bande.

Ces résultats montrent qu'il est difficile d'utiliser le modèle GMP pour générer un modèle capable de prendre en compte l'évolution des coefficients dans un contexte de reconfigurabilité. Ceci était prévisible dans la mesure où le modèle GMP est une description comportementale de type boîte noire, avec des coefficients généralement déconnectés de la réalité physique de l'amplificateur. Nous pensons qu'il est plus pertinent de considérer un modèle dont la description est basée sur une approche physique afin d'avoir une évolution plus réaliste et adaptée aux points de fonctionnement du PA.

3.4 Modélisation des amplificateurs reconfigurables à l'aide de modèles en blocs

Parmi les modèles de PA obtenus par identification des signaux temporels en bande de base, les modèles en blocs ont l'avantage de permettre un meilleur contrôle de la structure dans la mesure où chaque bloc est dédié à une propriété donnée. Un autre avantage est le nombre de coefficients car dans les modèles polynomiaux, de type GMP par exemple, le nombre de coefficients évolue de manière multiplicative comme le montre la formule :

$$\text{Nombre total de coefficients} = (P_a \times M_a) + (P_b \times M_b \times L_b) + (P_c \times M_c \times L_c) \quad (3.2)$$

Il est facile de constater qu'une augmentation donnée d'un paramètre n'implique pas une augmentation similaire dans le nombre total de coefficients. Par exemple, une simple incrémentation de l'ordre de la non-linéarité P_a, augmenterait le nombre total de coefficients de M_a coefficients. C'est un réel inconvénient, surtout si nous considérons une implémentation de la structure.

3.4.1 Le système Feedback-Wiener

Le modèle conceptuel Feedback-Wiener (FW) est un modèle en bloc basé sur une connaissance préalable du comportement physique du PA. Dans [124], le point de départ est un circuit simplifié d'un PA avec un seul étage modélisé comme le montre la figure (3.22) par un composant actif (transistor à effet de champ) et des circuits d'adaptation.

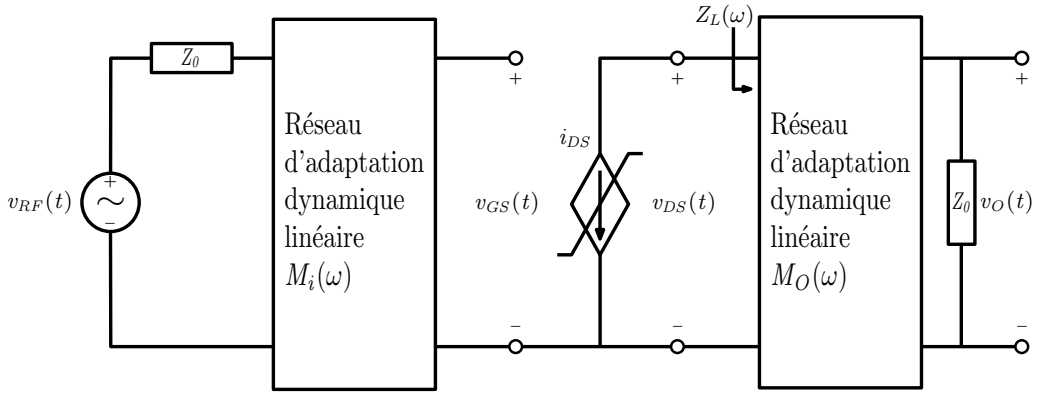


FIGURE 3.22 – Circuit simplifié d'un PA à base d'un transistor effet de champ

La figure (3.23) montre le circuit équivalent de ce PA en tenant compte du comportement bilatéral du transistor (circuit de contre-réaction).

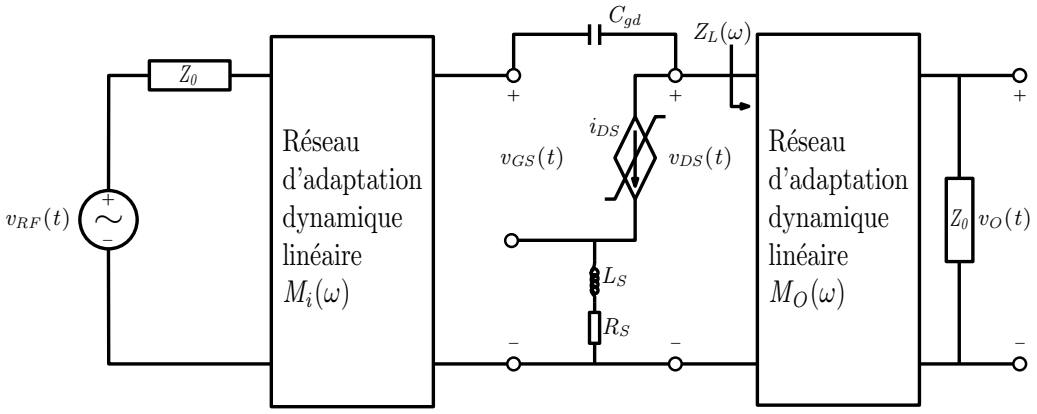


FIGURE 3.23 – Circuit équivalent d'un PA à base d'un transistor effet de champ

Le modèle de base se compose de trois blocs, comme le montre la figure (3.24). Le premier et le dernier bloc sont des filtres linéaires $H(\omega)$ et $O(\omega)$ pour représenter les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie du PA. Le bloc central représente le comportement du transistor et est composé de deux parties. Dans le chemin direct, nous trouvons un sous-bloc non-linéaire sans mémoire pour représenter les transferts de gain et de phase du transistor. Ce modèle de base est complété pour prendre en compte le comportement bilatéral du transistor. Ainsi, un circuit de contre-réaction est ajouté. Le sous-bloc est constitué d'un filtre linéaire $F(\omega)$ qui sert à représenter le comportement bilatéral de l'amplificateur.

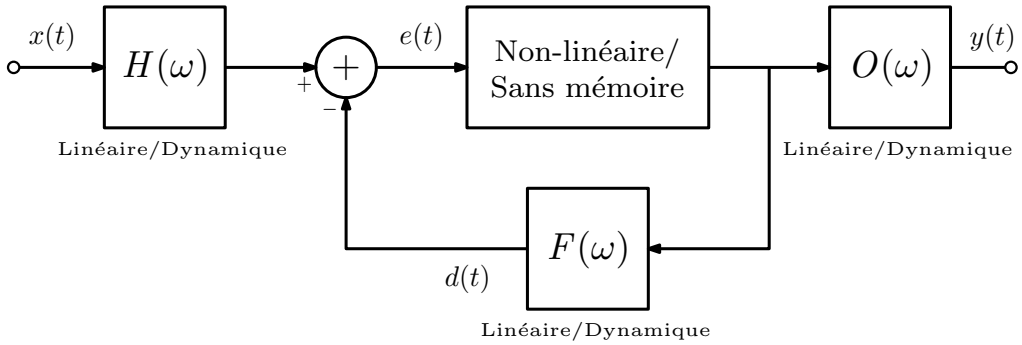


FIGURE 3.24 – Le modèle conceptuel FW

Le filtre $F(\omega)$ peut être vu comme un coupe-bande qui sert à bloquer le signal utile sur la voie de retour, tout en laissant passer les signaux hors-bande afin de reproduire les effets mémoire et les asymétries spectrales. Le signal $e(t)$ sera donc composé du signal utile $x(t)$ et des composantes harmoniques et d'intermodulation retardées provenant du rebouclage. Afin d'obtenir un modèle simplifié de cette structure à partir du modèle de Volterra, des simplifications ont été apportées dans [124]. La plus importante consiste à négliger les

filtres d'entrée et de sortie $H(\omega)$ et $O(\omega)$. Pour notre étude, et afin de rester générique, nous avons opté pour le maintien du filtre de sortie au travers d'un modèle MP, ce qui donne un modèle en blocs que nous appellerons FWMP (pour "Feedback-Wiener with Memory Polynomial"), comme le montre la figure (3.25).

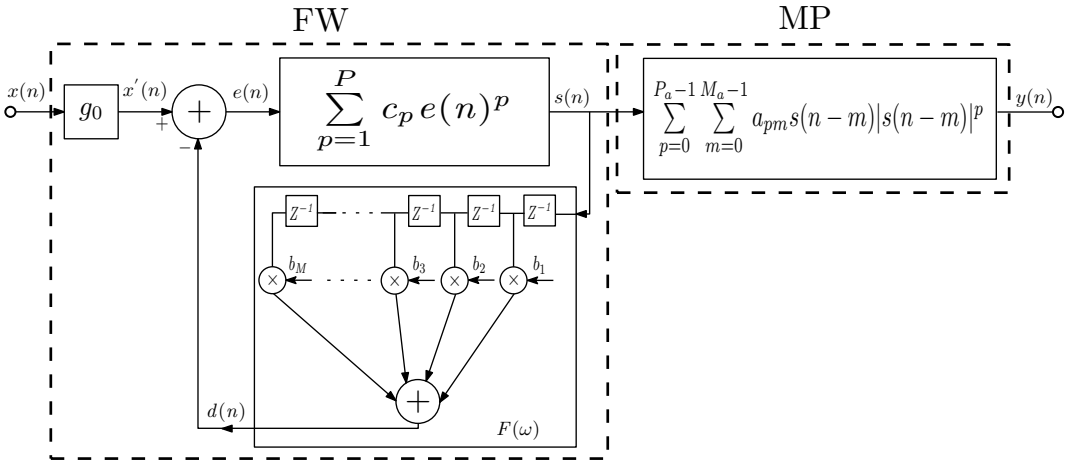


FIGURE 3.25 – Modèle FWMP dans le domaine discret

Les relations permettant de simuler ce modèle sont donc :

— Après la multiplication de l'entrée par un gain complexe g_0, la sortie du chemin direct à l'instant n (qui est aussi l'entrée de la boucle de rétroaction), est donnée par :

$$s(n) = \sum_{p=1}^{P} c_p \cdot e(n)^p \tag{3.3}$$

où c_p sont les termes non-linéaires et P est l'ordre de non-linéarité.

— Le filtre $F(\omega)$ est un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR), où z^{-1} représente un retard unitaire, qui apporte des retards sur les termes non-linéaires $s(n)$, tel que :

$$d(n) = \sum_{m=1}^{M} b_m \cdot s(n-m) \tag{3.4}$$

où M est la profondeur de mémoire du filtre. À noter que le choix d'un filtre FIR est important dans ce cas car il permet d'éviter les problématiques de stabilité et d'identification paramétrique rencontrées lors de l'utilisation des filtres à réponse impulsionnelle infinie (IIR).

— La sortie du bloc FW, notée $s(n)$, est utilisée comme une entrée du bloc MP comme suit :

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P_a-1} \sum_{m=0}^{M_a-1} a_{pm} \cdot s(n-m) \cdot |s(n-m)|^p \tag{3.5}$$

où P_a et M_a sont respectivement l'ordre de non-linéarité et la profondeur de mémoire.

Notez que, les non-linéarités et les effets mémoire étant traités séparément dans le bloc FW, le modèle proposé a l'avantage d'une évolution additive dans son premier bloc, de sorte que l'incrémentation d'un paramètre dans le bloc FW n'entraîne qu'une seule incrémentation du nombre de coefficients du modèle. En conséquence, le nombre total de coefficients est donné par :

$$\text{Nombre de coefficients} = (P + M) + (P_a \times M_a) \tag{3.6}$$

Dans [124], le modèle FW a été délaissé au profit du modèle de Volterra en raison des difficultés à identifier ses coefficients. En effet, les modèles de blocs sont plus complexes en termes de procédure d'identification car la liaison entre les blocs empêche l'estimation des coefficients en une seule étape. Dans notre étude, nous avons repris ce modèle et défini une nouvelle procédure d'identification de ses coefficients en se basant sur une estimation en deux phases.

3.4.2 Estimation paramétrique du modèle FWMP

Comme souligné précédemment, la difficulté de modéliser un système par un modèle en bloc est la définition de la procédure d'estimation paramétrique permettant d'obtenir tous ses coefficients.

3.4.2.1 Algorithme d'identification paramétrique

En principe, l'identification d'un modèle en bloc est très similaire à celle d'un modèle polynomial standard. Cependant, il n'est pas possible d'effectuer l'identification en une seule étape car l'identification de chaque bloc nécessite la simulation du bloc précédent.

Le principe de séparation des termes clés est une bonne solution pour l'identification de ce modèle en séparant le modèle en blocs [125]. Ainsi, le processus d'identification sera réalisé en deux étapes :

— Étape 1 : estimation du modèle FW

— Étape 2 : estimation du modèle MP

Étape 1 : Cette étape consiste à identifier le modèle FW en utilisant les signaux d'entrée et de sortie en bande de base, notés respectivement $x^*(n)$ et $y^*(n)$. Tout se passe donc comme si l'on voulait modéliser le PA avec seulement le modèle FW (sans tenir compte du modèle MP). Notez cependant que le modèle FW lui-même est constitué de deux sous-blocs : un bloc non-linéaire et un filtre de contre-réaction. Son identification est donc basée sur un processus itératif.
L'entrée du bloc non-linéaire peut être décrite comme suit :

$$e(n) = g_0 x(n) - \sum_{m=1}^{M} b_m \, s(n-m) \tag{3.7}$$

Le bloc non-linéaire peut être formulé par :

$$\begin{aligned} s(n) &= \sum_{p=1}^{P} c_p e(n)^p \\ &= c_1 e(n) + \sum_{p=2}^{P} c_p e(n)^p \end{aligned} \tag{3.8}$$

où $e(n)$ est la première partie dans les termes clés.
En remplaçant $e(n)$ par sa valeur, l'équation (3.8) devient :

$$s(n) = c_1 \left(g_0 x(n) - \sum_{m=1}^{M} b_m \, s(n-m) \right) + \sum_{p=2}^{P} c_p e(n)^p \tag{3.9}$$

Pour éviter le problème du sur-paramétrisation [125] et d'identifiabilité des gains g_0 et c_1, ce dernier est fixé à 1, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{aligned} s(n) &= g_0 x(n) - \sum_{m=1}^{M} b_m \, s(n-m) + \sum_{p=2}^{P} c_p e(n)^p \\ &= \varphi_n^T \cdot \underline{\theta}_{FW} \end{aligned} \tag{3.10}$$

avec :

$$\underline{\theta}_{FW} = \begin{bmatrix} g_0 & b_1 \cdots b_M & c_2 \cdots c_P \end{bmatrix}^T \tag{3.11}$$

$$\varphi_n = \begin{bmatrix} x(n) & -s(n-1) \cdots -s(n-M) & e(n)^2 \cdots e(n)^P \end{bmatrix}$$

L'identification du modèle consiste à estimer le vecteur des coefficients θ_{FW} en minimisant le critère quadratique J, où N est le nombre d'échantillons, tel que :

$$J = \sum_{n=1}^{N} \varepsilon(n)^2 \tag{3.12}$$

$\varepsilon(n)$ étant l'erreur entre la sortie mesurée et l'estimation à l'instant n telle que :

$$\varepsilon(n) = s(n) - \varphi_n^T \cdot \underline{\theta}_{FW} \tag{3.13}$$

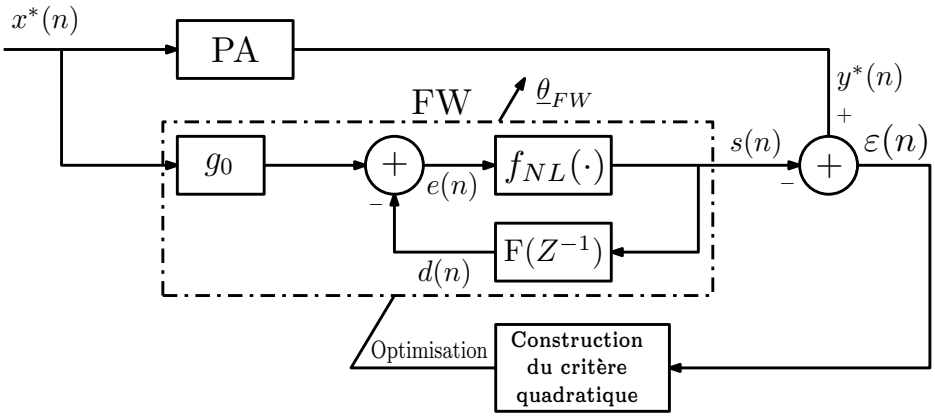


FIGURE 3.26 – Identification itérative du modèle FW

Le processus itératif d'identification du bloc FW, présenté dans la figure (3.26), est le suivant :

1. Initialisation de $e(n)$, $s(n)$ et des coefficients du FW (Éq. (3.10)), comme suit :
   $e(n) = x^*(n)$
   $s(n) = y^*(n)$
   $\underline{\theta}_{FW} = [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0]$
2. Identification des nouveaux coefficients b_m du filtre de rétroaction $F(z^{-1})$ et du gain complexe g_0, en ne prenant pas en compte f_{NL}, comme suit :
   $\underline{\theta}_{FW,1} = [g_0 \quad b_1 \cdots b_M]$
   $\varphi_{FW,1}(n) = [x^*(n) \quad -s(n-1) \cdots -s(n-M)]$
   $\underline{\theta}_{FW,1}$ peut être obtenu comme suit :

$$\underline{\theta}_{FW,1} = \left(\phi^H \cdot \phi\right)^{-1} \phi^H \cdot \underline{s} \tag{3.14}$$

   avec $\phi = [\varphi_{FW,1}^T(1) \quad \varphi_{FW,1}^T(2) \quad \cdots \quad \varphi_{FW,1}^T(N)]$
   et $\underline{s} = [y^*(1) \quad y^*(2) \quad \cdots \quad y^*(N)]$.

Une décomposition QR (qrd) est utilisée pour éviter les problèmes d'inversion de matrice $\left(\phi^H \cdot \phi\right)$ comme suit :

$$qrd(\phi^H \cdot \phi) = Q \cdot R \tag{3.15}$$

où Q est une matrice unitaire orthogonale et R est une matrice triangulaire supérieure. L'équation (3.14) devient :

$$\underline{\theta}_{FW,1} = \left(R^{-1} \cdot Q^H\right) \cdot \phi^H \cdot \underline{s} \tag{3.16}$$

À partir des équations (3.4) et (3.9) et en utilisant le modèle FW obtenu, nous simulons les nouveaux signaux intermédiaires notés $d(n)$, $e(n)$ et $s(n)$,

3. Estimation de tous les coefficients $\underline{\theta}_{FW}$ du bloc FW (Éq. (3.11)) en utilisant les signaux intermédiaires simulés précédemment,
4. Minimisation du critère quadratique J basé sur les N échantillons résiduels $\varepsilon(n)$ entre les sorties mesurées $y^*(n)$ et simulées $\hat{s}(n)$,
5. Répétition des étapes 3 et 4 jusqu'à ce qu'un NMSE (erreur quadratique moyenne normalisée) souhaitable soit obtenu ou lorsque l'ajout d'une autre itération ne réduit pas le critère J.

La figure (3.27) illustre l'évolution du NMSE par rapport au nombre d'itérations, obtenue par le processus itératif. Cette figure est obtenue pour un signal LTE/4G sur une fréquence porteuse de 1850 MHz, une largeur de bande de 10 MHz avec une puissance de sortie de 42 dBm.
Aussi, la figure (3.28) montre un exemple de la réponse en fréquence du filtre $F(\omega)$ obtenu. Nous pouvons voir que ce filtre a une allure de coupe-bande. Ceci est prévisible étant donné que ce filtre est destiné à la description des effets de mémoire. Par conséquent, il atténue le signal de retour dans la bande utile et laisse passer les fréquences hors bande. Afin de décrire les effets de mémoire, la voie de retour ne doit pas contenir le signal utile mais toutes les composantes non-linéaires soient les composantes harmoniques et d'intermodulation. En outre, nous remarquons également que la réponse du filtre n'est pas symétrique autour de la fréquence DC, ce qui permet la reproduction des asymétries spectrales.

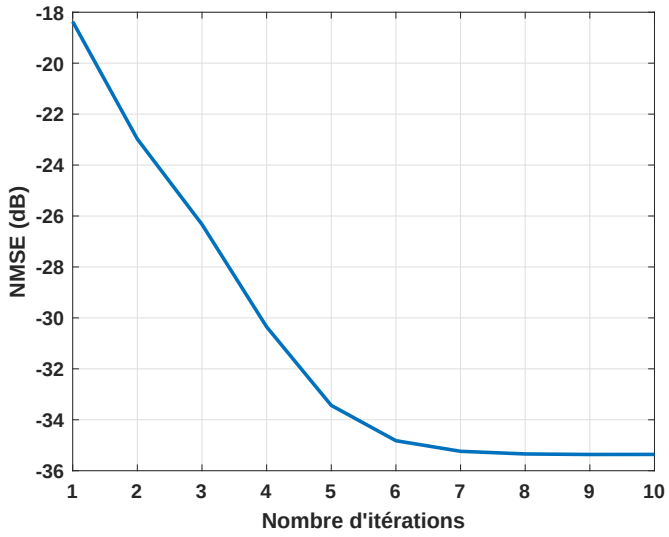


FIGURE 3.27 – NMSE par rapport au nombre d'itérations

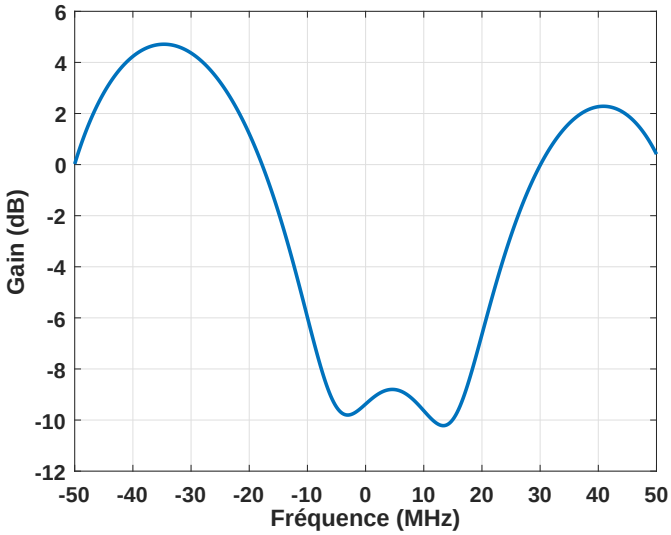


FIGURE 3.28 – Réponse en fréquence du filtre $F(\omega)$ obtenu

Étape 2 : Le modèle MP est associé au modèle FW pour modéliser le circuit d'adaptation de sortie et plus globalement absorber l'erreur de modélisation de ce dernier. En d'autres termes, les dynamiques non-modélisables, soient les résidus, seront caractérisées par le modèle MP.
À partir de la simulation du modèle FW obtenue précédemment, l'entrée du modèle MP est générée. L'identification des coefficients est donc réalisée à partir de cette entrée et de la sortie mesurée (Fig. (3.29)).

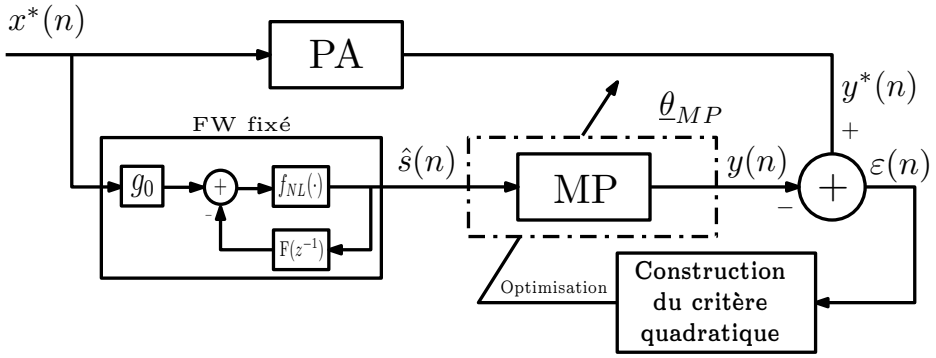


FIGURE 3.29 – Processus d'identification du bloc MP

Le modèle MP étant linéaire par rapport à ses coefficients, il peut être obtenu en utilisant l'algorithme des moindres carrés (LS) et la régression linéaire dérivée de la relation (3.5). Comme le montre la figure (3.29), l'identification du système est basée sur la minimisation de l'erreur de sortie telle que :

$$\varepsilon(n) = y^*(n) - \varphi_{MP}^T(n, \underline{\theta}_{MP}) \cdot \underline{\theta}_{MP}$$

avec :

$$\begin{aligned} y(n) &= \Phi_{MP}^T(n, \underline{\theta}_{MP}) \cdot \underline{\theta}_{MP} \\ \varphi_{MP}^T(n, \underline{\theta}_{MP}) &= \left[s(n) \cdots s(n-m) \, |s(n-m)|^p \cdots s(n-M_a) \, |s(n-M_a)|^{P_a} \right] \\ \underline{\theta}_{MP} &= \left[a_{00} \cdots a_{pm} \cdots a_{(P_a-1)(M_a-1)} \right] \end{aligned}$$

L'estimation hors-ligne pour N échantillons du vecteur $\underline{\theta}_{MP}$ est comme suit :

$$\underline{\theta}_{MP} = \left(\phi^H \cdot \phi \right)^{-1} \phi^H \cdot \underline{y}^* \tag{3.17}$$

avec : $\phi = [\varphi_{MP}^T(1, \underline{\theta}_{MP}) \quad \varphi_{MP}^T(2, \underline{\theta}_{MP}) \quad \cdots \quad \varphi_{MP}^T(N, \underline{\theta}_{MP})]$
et $\underline{y}^* = [y^*(1) \qquad y^*(2) \qquad \cdots \qquad y^*(N)]$

3.4.2.2 Étude de l'identifiabilité du modèle FWMP

Avant de tester le modèle FWMP et la méthode d'identification associée sur la caractérisation des PA, nous avons étudié l'identifiabilité de ses coefficients. Pour cela, nous avons réalisé une étude statistique en simulation qui permet de vérifier si les coefficients du modèle sont bien identifiables. En effet, lorsqu'un modèle est sur-paramétré, il arrive que certains de ses coefficients soient corrélés et par conséquent, non identifiables. Dans ce cas, l'algorithme d'identification paramétrique converge mal ou encore ne converge pas vers les valeurs exactes des paramètres.
Les simulations ont été réalisées en prenant un modèle FWMP du PA issu des mesures pour un signal LTE/4G avec une puissance de sortie de 42 dBm et une largeur de bande de 10 MHz, modulé sur une fréquence porteuse de 1850 MHz. La structure du modèle est présentée dans le tableau (3.2).

Bloc	**Ordres**	**Valeurs des coefficients**
Gain	/	$g_0 = 0.9448 - 0.2831j$
FW (Non-linéarité)	$P = 2$	$c_1 = 1$ $c_2 = -0.1148 + 0.0380j$
FW (Filtre FIR)	$M = 4$	$b_1 = -0.5052 - 0.5171j$ $b_2 = 0.0004 + 0.2711j$ $b_3 = 0.2913 + 0.4269j$ $b_4 = -0.0745 - 0.3612j$
MP	$P_a = 4$ $M_a = 2$	$a_{00} = 1.1702 - 0.0789j$, $a_{01} = -0.1077 - 0.0167j$ $a_{10} = -0.3782 + 0.3146j$, $a_{11} = 0.1245 - 0.0506j$ $a_{20} = 0.3080 - 0.3023j$, $a_{21} = -0.0179 + 0.0845j$ $a_{30} = -0.1042 + 0.0699j$, $a_{31} = 0.0062 - 0.0154j$

Table 3.2 – Structure du modèle FWMP utilisé

Nous avons donc simulé ce modèle de PA en rajoutant un bruit blanc gaussien (AWGN) sur le signal de sortie avec différents SNR, comme le montre la figure (3.30). La sortie du modèle dans cette figure étant $\hat{y}$ et la sortie bruitée qui servira pour l'identification est notée $\hat{y}_b$. Pour se rendre compte de la précision de l'estimation paramétrique, nous avons identifié 20 réalisations différentes pour chaque valeur de SNR.

Les résultats obtenus par cette étude, en figures (3.31) à (3.34), présentent les deux parties réelle et imaginaire des coefficients obtenus pour les deux blocs FW et MP sur les 20 différentes réalisations.
Les points en bleu représentent les valeurs, résultant de plusieurs identifications, de chaque coefficient avec le même rapport SNR. Les carrés rouges représentent la moyenne des différentes valeurs pour chaque rapport SNR et les croix noires représentent la valeur exacte du

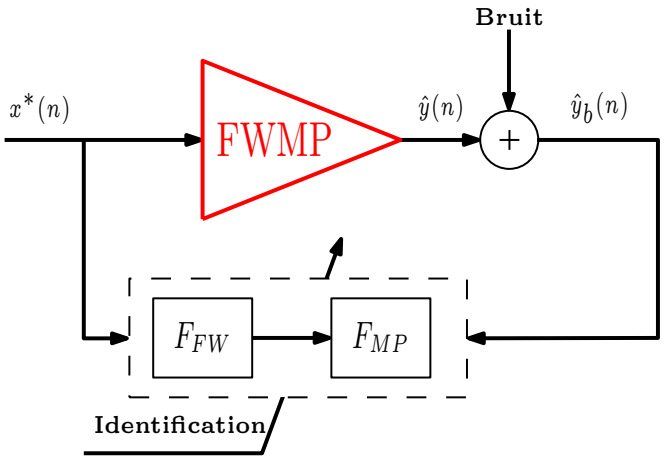


FIGURE 3.30 – Méthode de vérification de l'identifiabilité du modèle FWMP

coefficient. On constate que les moyennes des estimations sont proches des valeurs exactes des coefficients malgré le bruit. Une dispersion plus importante est constatée lorsque le SNR est faible (fort bruit). L'identification est similaire pour les deux blocs FW et MP. Cependant, on constate un certain biais sur les coefficients du bloc FW. La partie réelle du coefficients b_2 du filtre semble très sensible. Ceci est principalement dû à sa faible valeur, ce qui n'est pas le cas pour sa partie imaginaire où la convergence est meilleure.

Les résultats de la partie réelle des coefficients sont aussi reportés sous forme de tableaux (Tab. (3.3) et (3.4)) pour un SNR de 30 dB. Dans l'ensemble, on constate la convergence des coefficients des deux blocs du modèle FWMP, avec une sensibilité lors de l'identification de la partie réelle du coefficient b_2, comme mentionné précédemment.

Coefficients	g_0	b_1	b_2	b_3	b_4	c_2
Valeur exacte	0.9448	-0.5052	0.0004	0.2913	-0.0745	-0.1148
Moyenne estimée	0.9584	-0.5213	0.0262	0.3240	-0.1073	-0.1154
Ecart-type	0.0114	0.0177	0.0200	0.0222	0.0101	0.0007

TABLE 3.3 – Coefficients du bloc FW pour un SNR = 30 dB

Coefficients	a_{00}	a_{01}	a_{10}	a_{11}	a_{20}	a_{21}	a_{30}	a_{31}
Valeur exacte	1.1702	-0.1077	-0.3782	0.1245	0.3080	-0.0179	-0.1042	0.0062
Moyenne estimée	1.1710	-0.1073	-0.3794	0.1240	0.3073	-0.0174	-0.1032	0.0058
Ecart-type	0.0087	0.0079	0.0276	0.0253	0.0281	0.0261	0.0089	0.0084

TABLE 3.4 – Coefficients du bloc MP pour un SNR = 30 dB

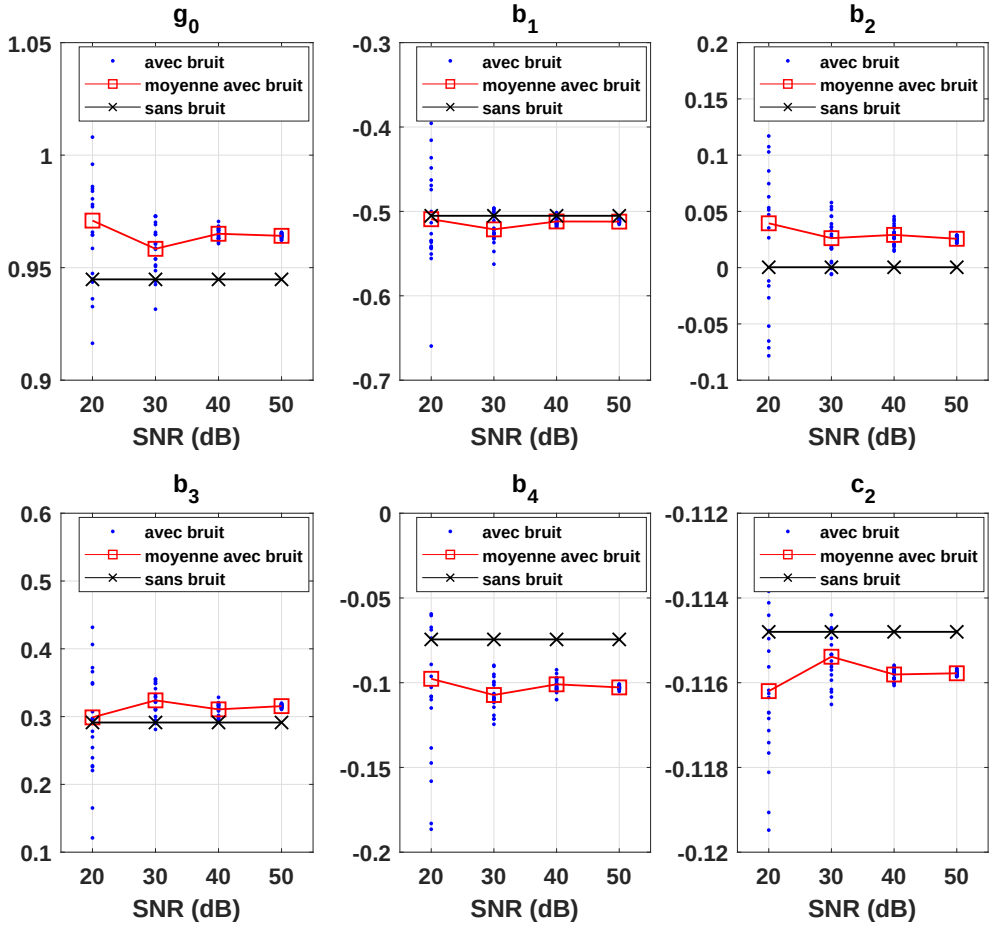


FIGURE 3.31 – Partie réelle des coefficients du bloc FW pour différents rapports SNR

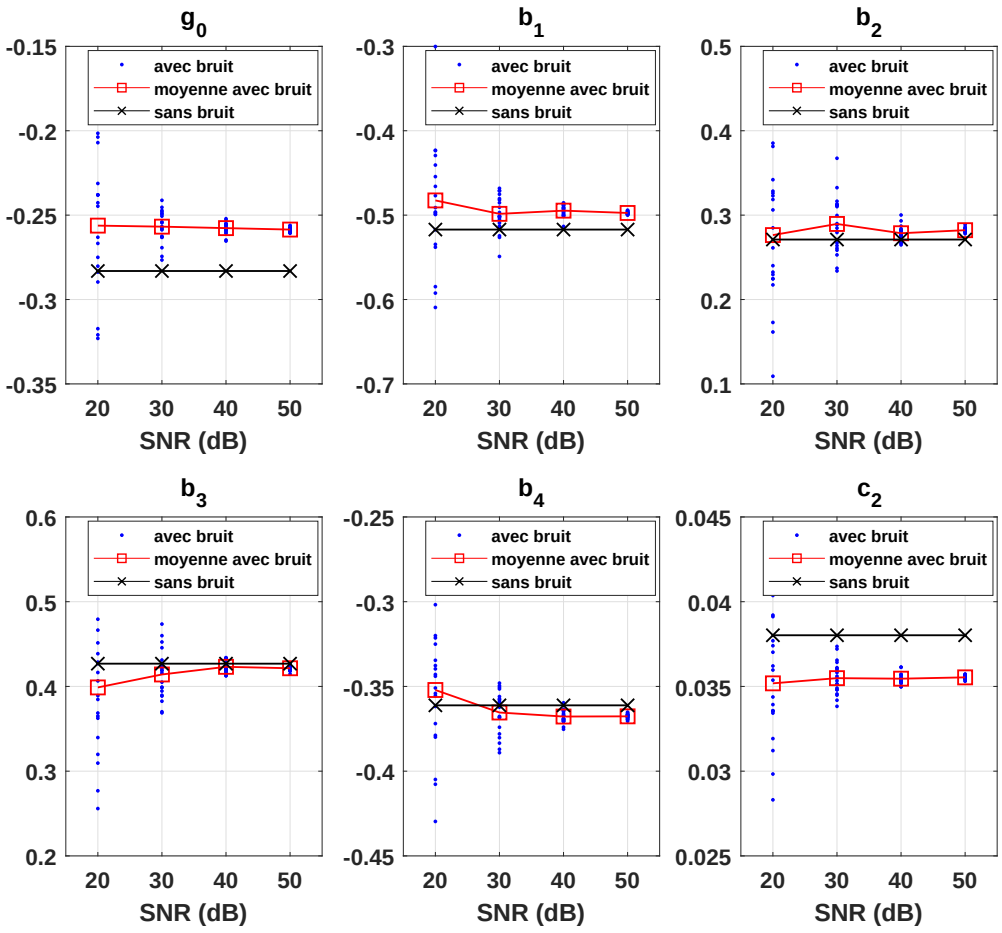


FIGURE 3.32 – Partie imaginaire des coefficients du bloc FW pour différents rapports SNR

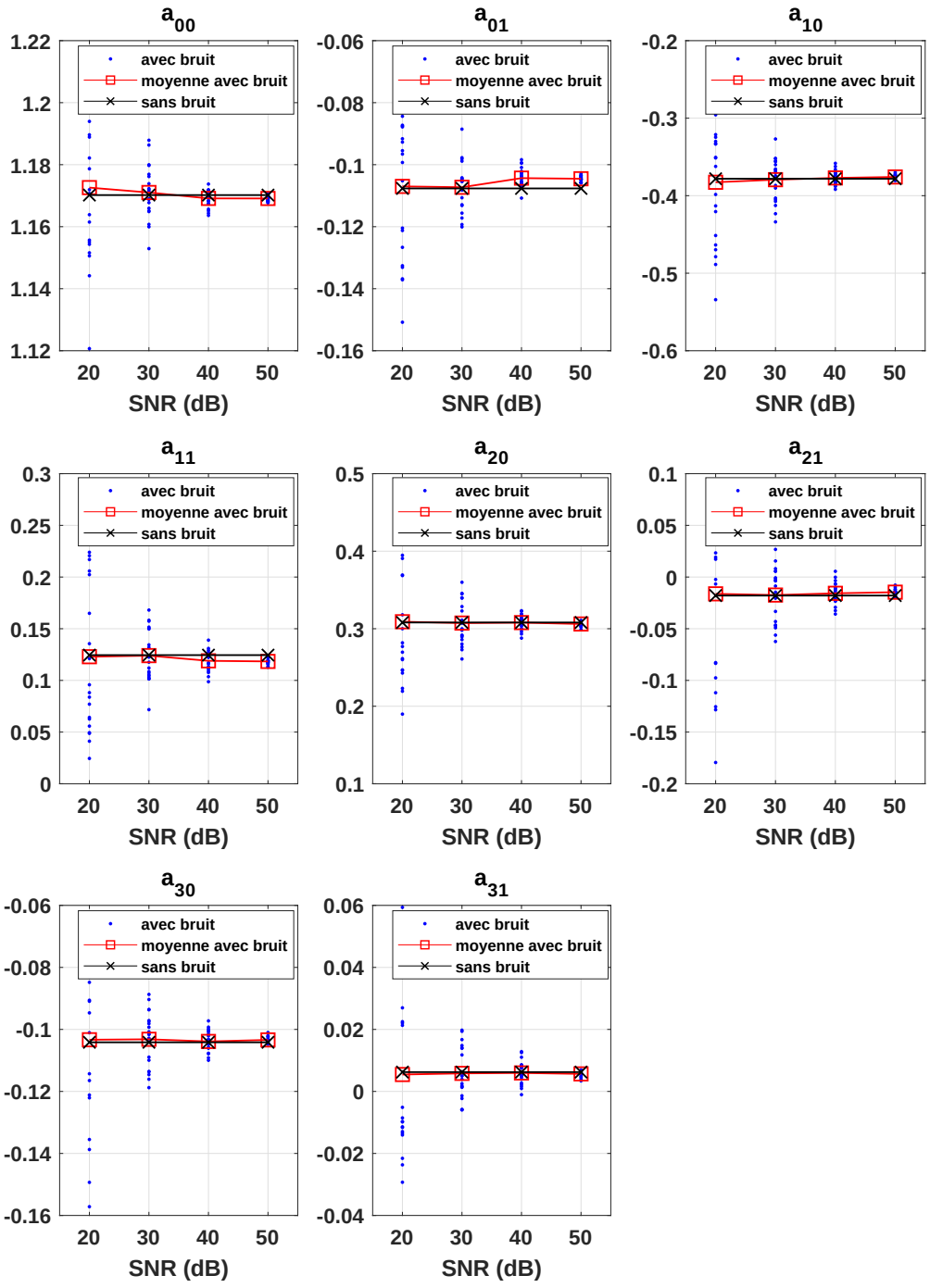


FIGURE 3.33 – Partie réelle des coefficients du bloc MP pour différents rapports SNR

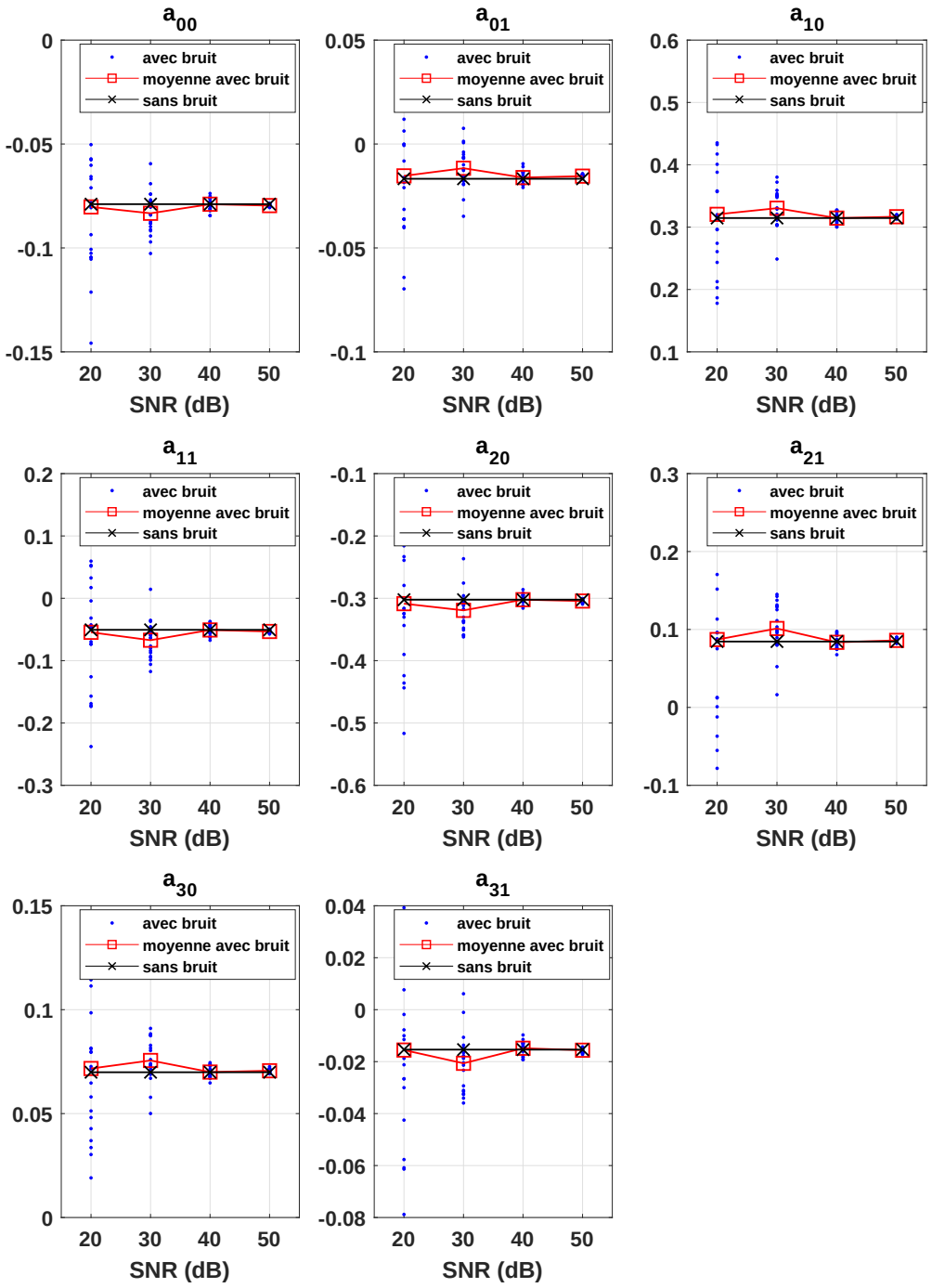


FIGURE 3.34 – Partie imaginaire des coefficients du bloc MP pour différents rapports SNR

3.5 Résultats dans un contexte de reconfigurabilité

Après avoir vérifié l'identifiabilité du modèle, nous présentons dans cette section les résultats d'expérimentations obtenus en utilisant différents PA et différentes formes d'onde. Nous étudierons d'abord les performances du modèle FWMP proposé pour la modélisation du comportement des différents amplificateurs. Nous étudierons également les variations de ses coefficients par rapport aux changements des conditions afin d'essayer de l'adapter à la modélisation des PA reconfigurables. Nous comparerons les performances obtenues avec le modèle proposé dans les domaines temporel et fréquentiel à celles des modèles classiques dérivés des séries de Volterra. Nous présenterons enfin les performances du modèle FWMP dans l'approche multi-modèle.

3.5.1 Modélisation d'amplificateurs de puissance avec le modèle FWMP

Tout d'abord, le modèle FWMP a été utilisé pour modéliser le comportement d'un PA dans le cas de transmissions du type large bande en utilisant les tests d'ARELIS présentés précédemment. Pour rappel, les formes d'onde testées sont des signaux LTE/4G, avec trois largeurs de bande 5, 10 et 20 MHz, sur deux fréquences porteuses 1850 MHz et 2355 MHz et avec plusieurs puissances de sortie 34, 38, 42 et 44 dBm.

Afin d'examiner l'efficacité du modèle FWMP en termes de performances en modélisation, nous l'avons comparé au modèle GMP. Le tableau (3.5) présente une comparaison des résultats, NMSE temporels et fréquentiels, obtenus avec les deux modèles. Notez que le NMSE est évalué en utilisant des séquences de données différentes de celles utilisées durant l'estimation. Le NMSE fréquentiel est obtenu en utilisant la densité spectrale de puissance des signaux mesurés et estimés :

$$NMSE_{freq}(dB) = 10\,log_{10}\left(\frac{\left|X(f)-\hat{X}(f)\right|^2}{|X(f)|^2}\right) \tag{3.18}$$

avec :

$$X = |FFT\,(x)| \tag{3.19}$$

FFT est la transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform).
En suivant la même procédure que dans la section (3.3.2), une étude a été réalisée afin de déterminer la meilleure structure du modèle FWMP offrant le meilleur rapport com-

plexité/performance pour toutes les configurations utilisées. La figure (3.35) présente l'exemple d'une cartographie pour une puissance de sortie $P_s = 42\,\text{dBm}$ et une largeur bande $\text{BW} = 10\,\text{MHz}$.

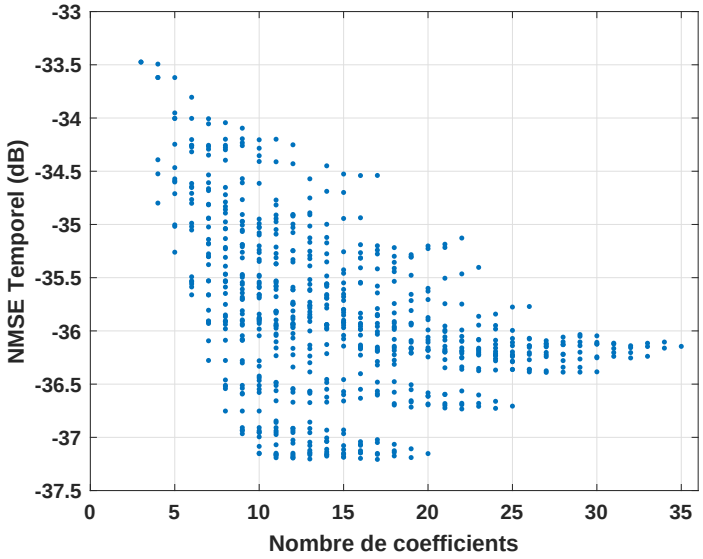


FIGURE 3.35 – Cartographie du NMSE en fonction du nombre de coefficients obtenue avec le modèle FWMP

Les structures choisies et utilisées, pour les deux modèles, sont les suivantes :

- Modèle GMP : $P_a = 5$; $M_a = 2$; $P_b = 3$; $M_b = 2$; $L_b = 1$; $P_c = 2$; $M_c = 1$; $L_c = 2$ soit un total de 20 coefficients ;
- Modèle FWMP : $P = 2$; $M = 4$; $P_a = 4$; $M_a = 2$ soient 14 coefficients.

Comme nous pouvons le voir sur le tableau (3.5), les modèles FWMP et GMP sont capables de modéliser le comportement du PA et leurs résultats sont proches dans tous les scénarios. Pour rendre les résultats du tableau plus lisibles, les résultats en gras montrent les cas où le modèle FWMP surpasse le modèle GMP.

Pour les essais à une fréquence porteuse de 1850 MHz, nous pouvons observer que :

- pour une largeur de bande de 5 MHz, le modèle GMP donne de meilleures performances pour toutes les puissances de sortie. Toutefois, la différence reste faible puisqu'au maximum nous notons des écarts de 0.2 dB pour le NMSE temporel et de 0.6 dB pour le NMSE fréquentiel,
- pour les largeurs de bande de 10 et 20 MHz, le modèle FWMP est plus performant pour les faibles puissances. Pour les puissances élevées (forte non-linéarité), le modèle GMP est plus efficace. Par exemple, le modèle GMP donne un meilleur NMSE temporel d'environ 1.4 dB dans le cas de 20 MHz à 44 dBm.

		NMSE temporel		NMSE fréquentiel	
F_c / Largeur de bande	Puissance de sortie (dBm)	GMP (dB)	FWMP (dB)	GMP (dB)	FWMP (dB)
1850 MHz / 5 MHz	34	-31.95	-31.90	-32.35	-32.28
	38	-35.28	-35.21	-36.59	-36.48
	42	-36.42	-36.35	-38.13	-38.07
	44	-38.95	-38.74	-41.15	-40.56
1850 MHz / 10 MHz	34	**-33.92**	**-34.12**	**-40.49**	**-40.44**
	38	**-34.06**	**-34.24**	**-37.10**	**-37.22**
	42	**-37.01**	**-37.16**	**-39.91**	**-40.05**
	44	-37.11	-36.99	-39.79	-39.68
1850 MHz / 20 MHz	34	**-32.03**	**-32.26**	**-39.17**	**-39.56**
	38	**-35.54**	**-35.89**	**-40.80**	**-41.06**
	42	-32.17	-32.09	-34.70	-34.32
	44	-38.07	-36.64	-41.24	-38.91
2355 MHz / 10 MHz	34	**-32.42**	**-32.68**	**-39.72**	**-39.90**
	38	**-35.17**	**-35.69**	**-39.46**	**-40.05**
	42	**-35.75**	**-36.33**	**-38.46**	**-39.21**
	44	**-35.83**	**-36.68**	**-38.31**	**-39.49**

TABLE 3.5 – NMSE temporel & fréquentiel obtenus avec les modèles GMP et FWMP

Pour la fréquence porteuse 2355 MHz, nous pouvons observer que le modèle FWMP offre de meilleures performances que le modèle GMP. Par exemple, nous pouvons noter une différence d'environ 0.55 dB dans le cas d'une puissance de sortie de 44 dBm à 10 MHz de bande.

La figure (3.36) montre la comparaison entre les spectres FWMP et GMP simulés et la mesure pour $F_c = 1850$ MHz, BW = 20 MHz et $P_{out} = 44$ dBm. Nous pouvons observer une concordance et des performances similaires des modèles étudiés dans la bande principale. Cependant, les performances hors-bande du modèle GMP sont légèrement meilleures que celles du modèle FWMP, surtout pour les fréquences inférieures du spectre.

3.5.2 Application aux signaux VHF aéronautiques

Après avoir étudié les performances du modèle proposé pour la modélisation d'un PA dédié aux signaux LTE/4G, nous avons étudié son comportement pour la modélisation d'un PA destiné aux communications aéronautiques.
Cette deuxième étude sur le banc de la société TELERAD, présenté sur la figure (3.37), porte sur la modélisation d'un amplificateur VHF (AMPV26260) de 75 W. La porteuse modulée est générée via un convertisseur CNA rapide. La sortie est récupérée via un

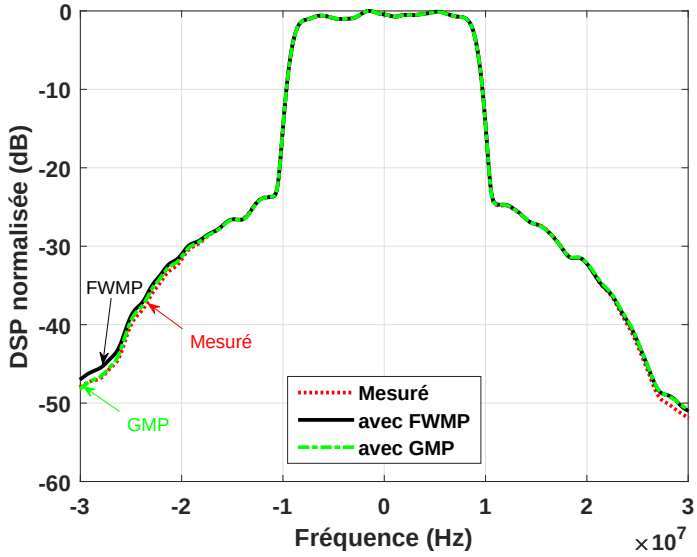


FIGURE 3.36 – Comparaison des réponses fréquentielles

coupleur directif, puis transposée numériquement par un convertisseur CAN rapide. Les signaux d'entrée et de sortie sont synchronisés par une technique d'intercorrélation.

Des signaux avec différentes fréquences porteuses (118, 127.5 et 140 MHz), différentes tensions V_{dd} (25, 27, et 29 V) pour des mesures à un débit symbole de 10 kSps et (24, 28 et 32 V) pour des mesures à un débit symbole de 100 kSps, seront utilisés dans cette étude. Ces signaux ont été mesurés à plusieurs températures dont 26, 31, 36, 41 et 46 °C.

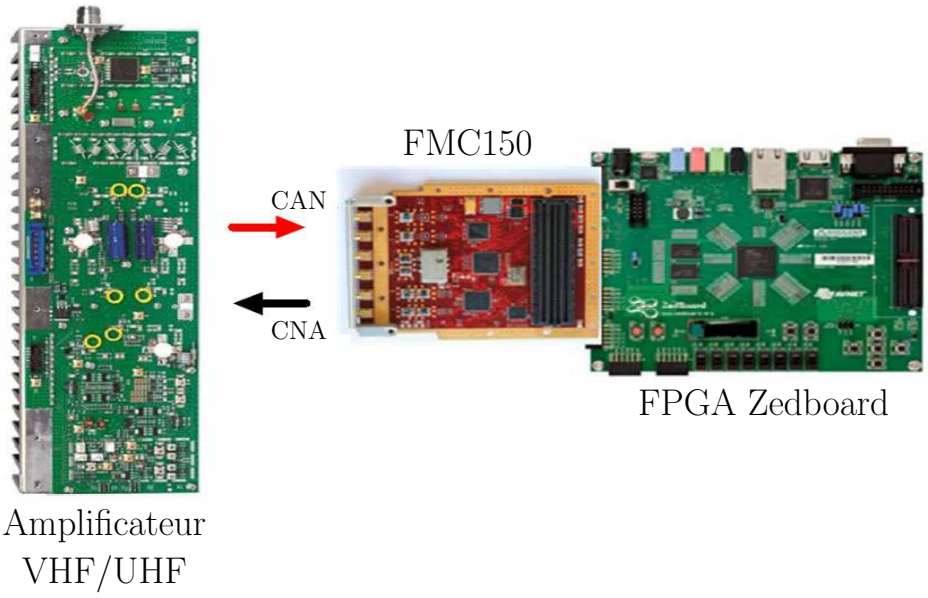


FIGURE 3.37 – Banc de TELERAD

La configuration des signaux utilisés est la suivante :

- 100×4096 échantillons pour les mesures à un débit symbole de 10 kSps et 100×8192 échantillons pour les mesures à un débit symbole de 100 kSps,
- Modulation QPSK,
- Largeur de bande de 16.8 kHz.

avec pour spécifications fréquentielles :

- La première bande adjacente est située à 25 kHz de la bande principale et de largeur 16.8 kHz ($ACPR_{L1}$ et $ACPR_{U1}$),
- La seconde bande adjacente est située à 50 kHz de la bande principale et de largeur 25 kHz ($ACPR_{L2}$ et $ACPR_{U2}$).

Les signaux ont été mesurés avec une fréquence d'échantillonnage $F_e = 333.33$ kHz pour les mesures à un débit symbole de 10 kSps et avec une fréquence d'échantillonnage $F_e = 3.333$ MHz pour les mesures à un débit symbole de 100 kSps.

Les caractéristiques AM/AM et le gain du PA pour différentes températures sont illustrés sur la figure (3.38).

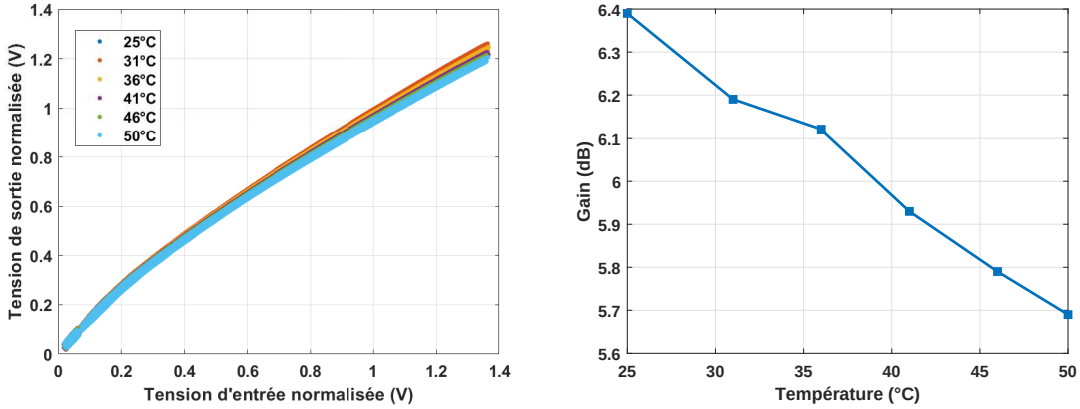


FIGURE 3.38 – Caractéristique AM/AM et gain en fonction de la température

D'après la figure (3.38), nous pouvons constater une compression de la courbe de conversion de gain (non-linéarité) à faibles tensions qui est complètement différente du comportement habituel des PA RF. Le PA présente également de faibles effets mémoire. De plus, le gain du PA décroit lorsque la température augmente.

La première étape consiste à comparer les performances de modélisation utilisant le modèle FWMP à celles utilisant un modèle MP. En effet, les effets mémoire étant faibles, un modèle MP (au lieu d'un GMP) est suffisant dans ce cas. Les signaux utilisés dans cette étude sont les signaux mesurés à un débit de symboles de 10 kSps.

Comme précédemment, une optimisation hors-ligne a été effectuée afin de déterminer la meilleure structure pour les deux modèles. Les structures choisies et utilisées, pour les deux modèles, sont les suivantes :

— Modèle MP : $P_a = 5$; $M_a = 1 \Rightarrow 5$ coefficients ;

— Modèle FWMP : $P = 2$; $M = 0$; $P_a = 4$; $M_a = 1 \Rightarrow 6$ coefficients

Le tableau (3.6) présente une comparaison des résultats obtenus avec les deux modèles dans le domaine temporel.

			T (°C)					
F_c **(MHz)**	V_{dd} **(V)**	**Modèle**	**26**	**31**	**36**	**41**	**46**	**50**
118	**25**	**MP**	-36.35	-36.45	-36.46	-36.47	-36.42	-36.46
		FWMP	-36.34	-36.43	-36.43	-36.46	-36.39	-36.43
	27	**MP**	-36.32	-36.34	-36.18	-36.01	-36.25	-36.24
		FWMP	-36.31	-36.32	-36.18	-35.99	-36.24	-36.23
	29	**MP**	-36.41	-36.57	-36.64	-36.41	-36.31	-36.29
		FWMP	-36.40	-36.55	-36.62	-36.39	-36.31	-36.27
127.5	**25**	**MP**	-37.30	-36.85	-36.84	-36.99	-36.99	-36.85
		FWMP	-37.30	-36.82	-36.82	-36.97	-36.96	-36.83
	27	**MP**	-36.60	-36.68	-36.63	-36.33	-36.63	-36.28
		FWMP	-36.56	-36.66	-36.62	-36.31	-36.58	-36.27
	29	**MP**	-36.86	-36.73	-36.86	-36.34	-36.34	-36.44
		FWMP	-36.85	-36.72	-36.83	-36.30	-36.30	-36.39
140	**25**	**MP**	-37.61	-36.78	-36.89	-37.09	-36.71	-36.56
		FWMP	-37.57	-36.71	-36.86	-37.06	-36.67	-36.51
	27	**MP**	-36.99	-36.68	-36.88	-36.83	-36.79	-36.87
		FWMP	-36.96	-36.66	-36.80	-36.80	-36.74	-36.82
	29	**MP**	-37.21	-37.15	-36.97	-36.92	-36.83	-36.48
		FWMP	-37.15	-37.10	-36.93	-36.87	-36.77	-36.44

TABLE 3.6 – Résultats de modélisation

Dans cette étude, les deux modèles sont assez proches puisque le modèle FWMP contient lui-même un bloc MP. La recherche de la structure optimale montre que le filtre de rebouclage n'a pas trop d'intérêt dans ce cas (faible effets mémoire).

Pour faciliter la lecture des résultats, nous avons tracé les performances, NMSE temporel, pour chaque bande et chaque tension V_{dd} en fonction de la température (Fig. (3.39)).

De ces résultats, nous pouvons voir que le modèle FWMP, en utilisant les deux blocs FW et MP, offre de bonnes performances qui sont similaires à celles obtenues avec le modèle MP, mais légèrement inférieures avec un écart au maximum de l'ordre de 0.08 dB. A noter que la seule différence entre les deux structures dans ce cas est donc la non-linéarité qui précède le bloc MP pour le modèle proposé.

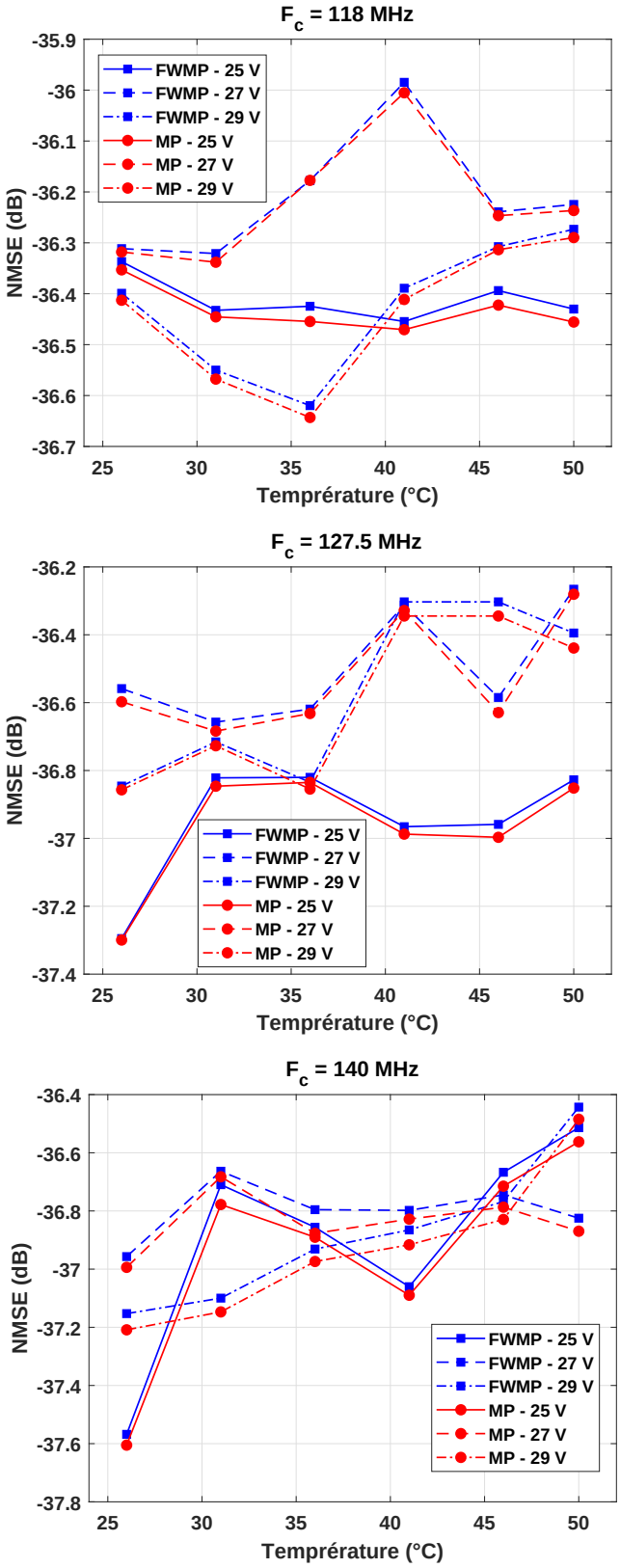


FIGURE 3.39 – Comparaison des performances d'identification avec les deux modèles MP et FWMP

Des exemples de courbes de conversion de gain (AM/AM dynamique) mesurées et simulées avec les deux modèles MP et FWMP sont présentées dans la figure (3.40) pour une tension $V_{dd} = 27\,\mathrm{V}$ et une température $\mathrm{T} = 36\,^{\circ}\mathrm{C}$.

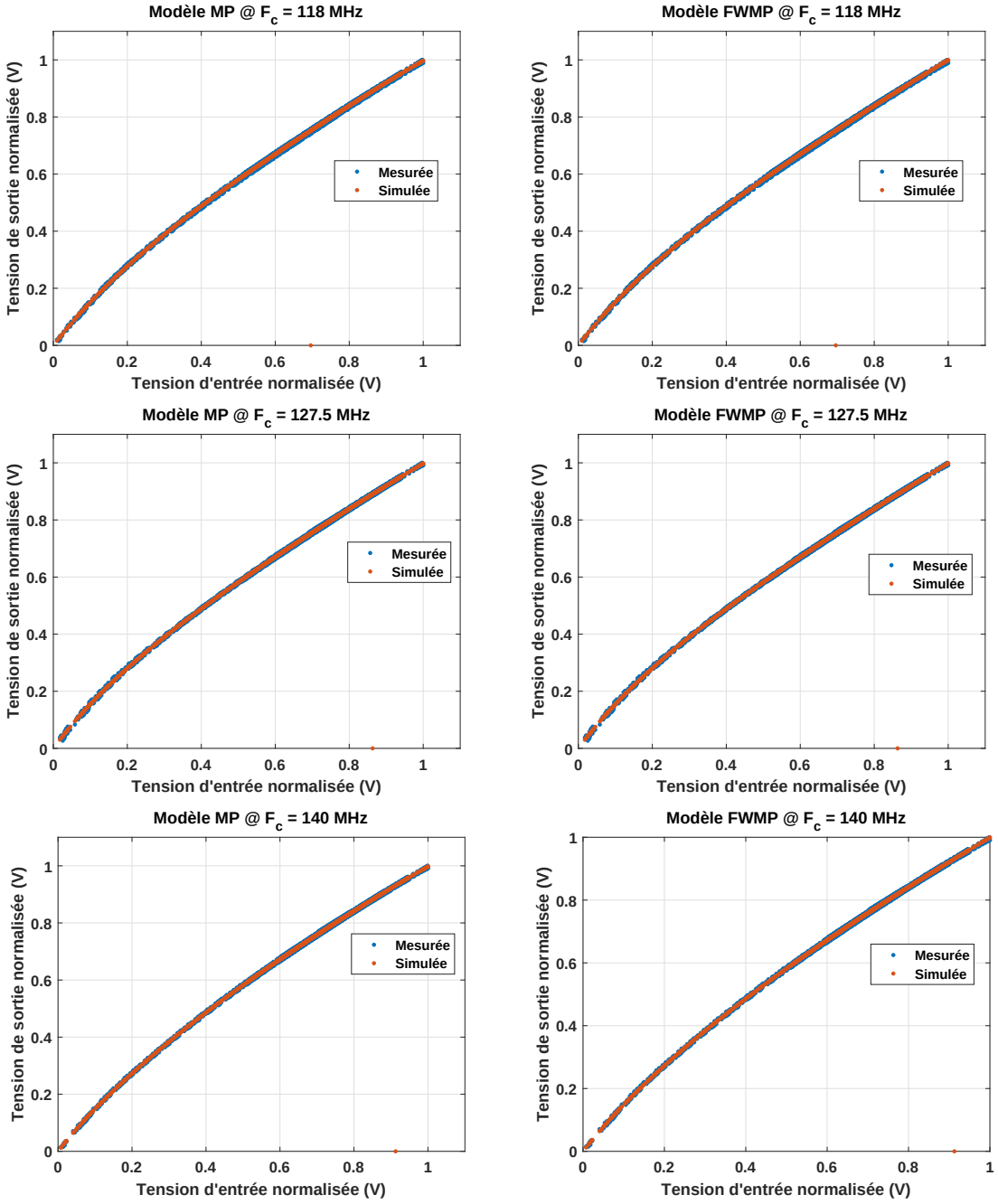


FIGURE 3.40 – Courbes AM/AM obtenues avec les deux modèle MP et FWMP

Nous pouvons voir que les deux modèles sont capables de modéliser le comportement non-linéaire du PA et leurs résultats sont proches dans tous les scénarios. Aussi, vu l'absence des effets mémoire, le filtre du bloc FW n'est dans ce cas pas nécessaire.

3.5.3 Modélisation d'amplificateurs de puissance dans un contexte de reconfigurabilité avec le modèle FWMP

Comme nous l'avons vu dans la section (3.5.1), le modèle FWMP offre de bonnes performances, comparables au modèle GMP, dans la modélisation des PA pour différents signaux. Dans cette section, nous analyserons le comportement ainsi que les performances du modèle proposé dans un contexte de reconfigurabilité par rapport à la variation des différents points de fonctionnement.

3.5.3.1 Évolution des coefficients du modèle FWMP

La première étape dans l'étude d'un modèle dans un contexte de reconfigurabilité, et comme nous l'avons déjà vu avec le modèle GMP dans la section (3.3.2), consiste à visualiser le comportement de ses coefficients en fonction des différents points de fonctionnement envisagés. Nous avons donc commencé par tracer sur les figures (3.41) à (3.43) l'évolution des coefficients de chaque partie du modèle FWMP pour le PA LDMOS d'ARELIS, en fonction de la puissance de sortie utilisée, pour une fréquence porteuse $F_c = 1850\,\text{MHz}$ et une largeur de bande de 10 MHz.

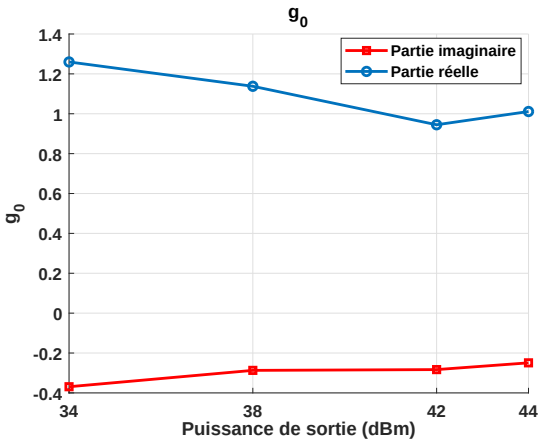


FIGURE 3.41 – Évolution du gain complexe g_0 en fonction de la puissance de sortie

D'après les résultats obtenus, nous pouvons voir que la variation des coefficients du premier bloc (FW) est lente (sur les deux parties réelle et imaginaire). En revanche, pour le deuxième bloc (MP), nous observons une variation plus rapide de certains coefficients. Aussi, nous présentons sur les figures (3.44) à (3.46) l'évolution des coefficients, en fonction de la largeur de bande du signal, de chaque bloc du modèle FWMP, avec une fréquence porteuse $F_c = 1850\,\text{MHz}$ et une puissance de sortie de 42 dBm.

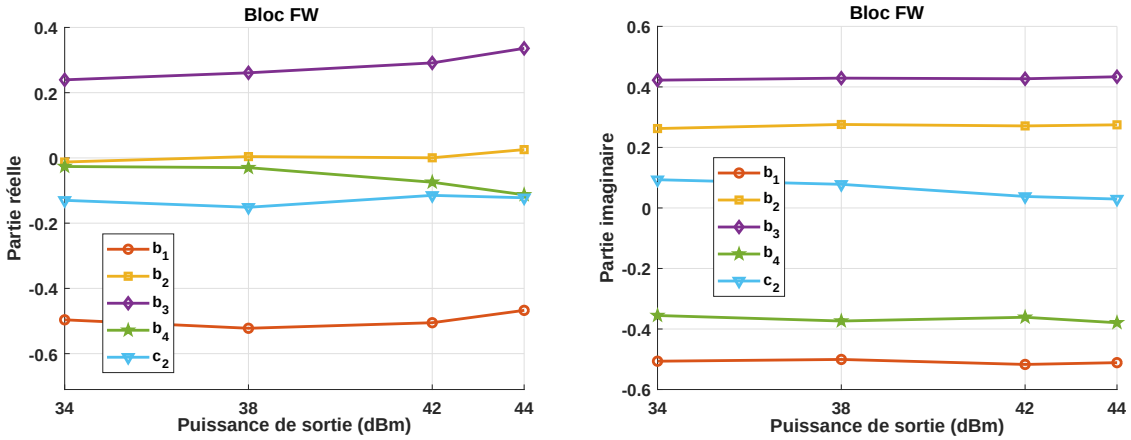


FIGURE 3.42 – Évolution des coefficients du bloc FW en fonction de la puissance de sortie

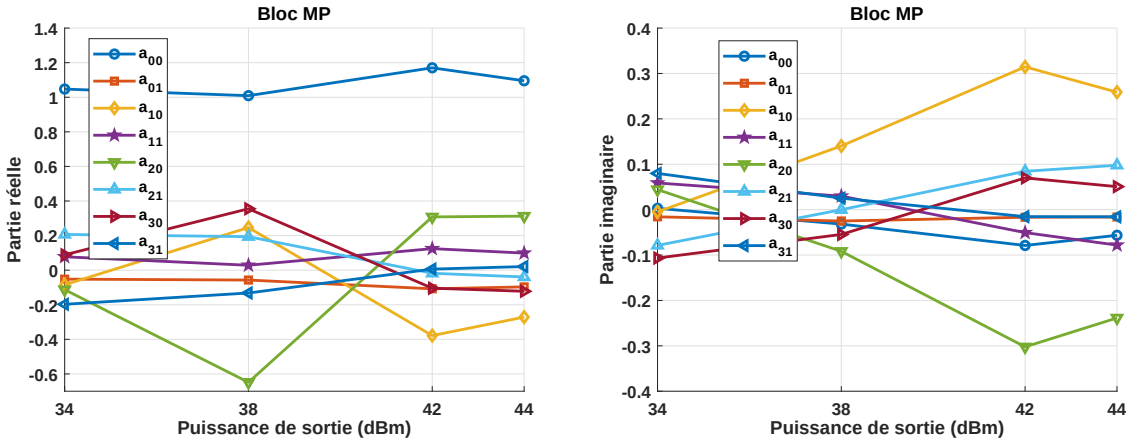


FIGURE 3.43 – Évolution des coefficients du bloc MP en fonction de la puissance de sortie

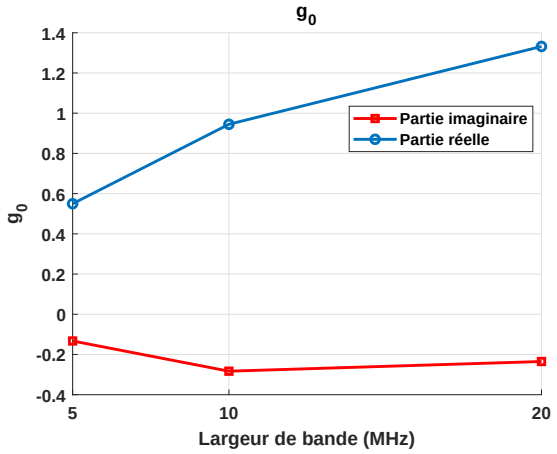


FIGURE 3.44 – Évolution du gain complexe g_0 en fonction de la largeur de bande

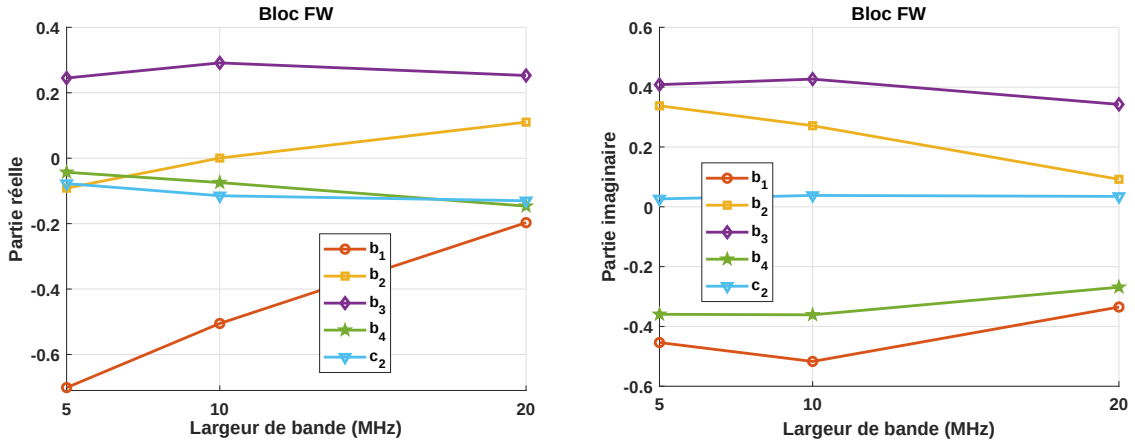


FIGURE 3.45 – Évolution des coefficients du bloc FW en fonction de la largeur de bande

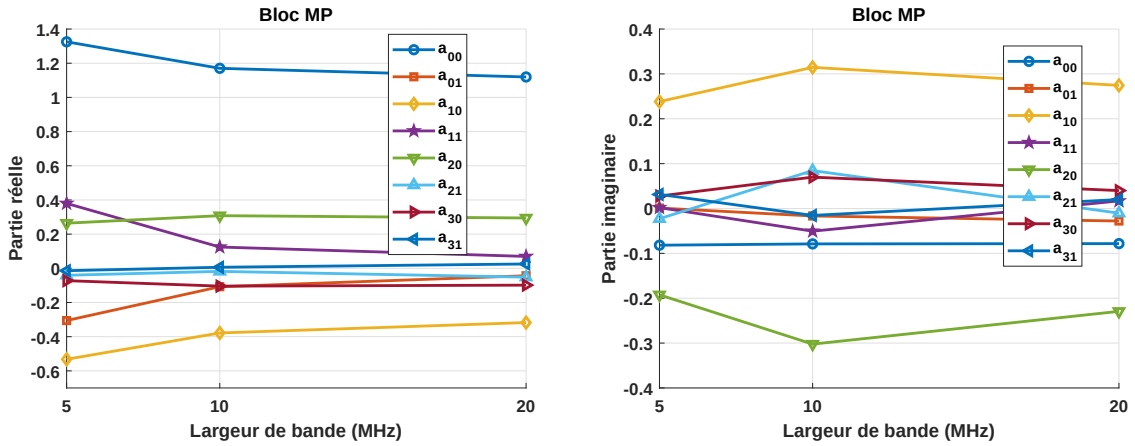


FIGURE 3.46 – Évolution des coefficients du bloc MP en fonction de la largeur de bande

À partir de ces résultats, nous pouvons constater que la variation des coefficients en fonction de la largeur de bande occupée est généralement lente pour les deux blocs. Pour le coefficient g_0 du bloc FW, nous constatons une variation de sa partie réelle.

Contrairement à la même étude avec le modèle GMP (section 3.3.2), les coefficients du bloc FW ont les mêmes ordres de grandeur dans les deux cas : variation de puissance et variation de largeur de bande. Aussi, à partir de l'analyse de l'évolution des coefficients du modèle FWMP, nous remarquons que le bloc FW présente une variation lente ou monotone en fonction des deux conditions de fonctionnement, il est donc plus adapté à la modélisation des amplificateurs dans le cas de transmissions multi-standards.

3.5.3.2 Optimisation par approche multi-modèle du modèle FWMP

En se basant sur l'étude précédente, le modèle FWMP peut être optimisé pour la modélisation des PA dans des transmissions multi-standards. L'idée est de figer les coefficients du bloc FW pour l'ensemble des points de fonctionnement. L'identification sera réalisée pour plusieurs configurations afin de calculer des coefficients qui seront dits "statiques". Seuls les coefficients du bloc MP seront ajustés par identification, soit dynamiquement, en fonction de la forme d'onde utilisée. Avec cette approche, le nombre de coefficients à identifier sera réduit puisque seul le bloc MP sera variable et donc recalculé (Fig. (3.47)). Le principe est d'utiliser un mode commun FW fixe suivi d'un mode différentiel MP ajusté pour chaque point de fonctionnement.

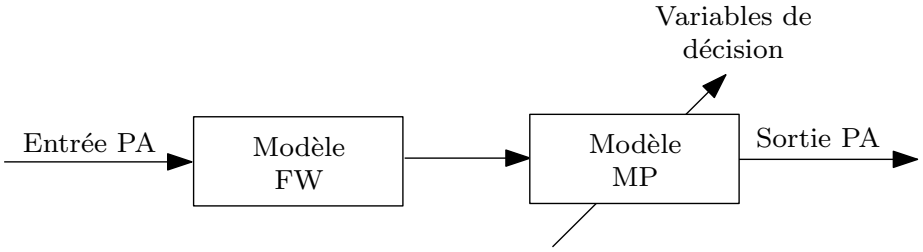


FIGURE 3.47 – Principe de la multi-modélisation appliquée au modèle FWMP

Dans cette approche et pour des raisons de simplicité lors de la reconfiguration, la structure du bloc MP doit rester identique. En pratique, nous chercherons à limiter les ordres du modèle MP afin de réduire le nombre de coefficients dynamiques.

Afin d'illustrer une possible implémentation de ce type d'approche, nous présentons dans la figure (3.48) une configuration basée sur une table LUT pour stocker et charger les coefficients. Dans ce cas, et comme précisé précédemment, la structure du modèle MP doit obligatoirement être la même quelle que soit la forme d'onde utilisée.

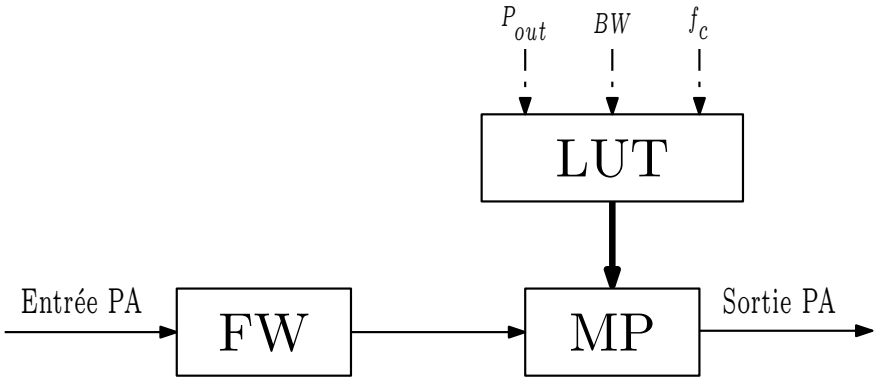


FIGURE 3.48 – Multi-modèle FWMP base du LUT

Par exemple, dans la série de tests sur le PA LDMOS d'ARELIS, nous avions 4 points de puissance et 3 largeurs de bande, soient 12 points de fonctionnement. Avec le multi-modèle FWMP à 8 coefficients pour le bloc MP, la taille de la LUT est de 12×8 au lieu de 12×14 dans le cas d'un modèle FWMP complet à identifier.

3.5.3.3 Performances du modèle FWMP en multi-modélisation

À partir des constatations précédentes, nous testerons dans la suite de cette section les performances du modèle FWMP en tant que multi-modèle avec les deux bancs de mesures précédents (signaux LTE/4G et signaux UHF/VHF). Ainsi, nous allons vérifier la possibilité de fixer la partie FW du modèle FWMP afin de réduire sa complexité et de permettre son utilisation comme multi-modèle dans le cas de transmissions multi-standards. Pour cela, nous analyserons l'impact de cette approche sur les performances en terme de modélisation du modèle FWMP dans le cas des deux amplificateurs.

Dans le cas des mesures LTE/4G du PA ARELIS, nous avons étudié différents modèles en comparant leurs performances de modélisation en termes de NMSE temporel. Il est à noter que les fichiers de mesure, obtenus pour différentes bandes de fréquences et puissances de sortie, sont les mêmes tout au long de cette étude. Le calcul du NMSE est réalisé sur un jeu de mesures différents de celui qui à servi pour l'identification.

Dans le tableau (3.7), nous présentons dans chaque colonne les résultats d'identification obtenus pour 3 modèles. Nous utiliserons la nomenclature abrégée suivante :

- **FWMP :** correspond aux résultats en utilisant des coefficients obtenus par identification du modèle FWMP complet pour chaque point de fonctionnement (puissance de sortie et largeur de bande).
- **FW fixe + MP :** résultats du modèle FWMP avec un bloc FW fixe dont les coefficients sont égaux à la moyenne des coefficients des blocs FW obtenus pour plusieurs puissances et ré-identification uniquement des coefficients du bloc MP pour chaque point de fonctionnement.
- **GMP :** utilisation des coefficients obtenus par identification avec le modèle GMP pour chaque point de fonctionnement.

Pour rappel, les structures des modèles utilisés sont les suivantes :

- FWMP à 14 coefficients : $P = 2$; $M = 4$; $P_a = 4$; $M_a = 2$,
- FW fixe + MP à 14 coefficients dont les 6 du bloc FW restent fixes,
- GMP à 20 coefficients : $P_a = 5$; $M_a = 2$; $P_b = 3$; $M_b = 2$; $L_b = 1$; $P_c = 2$; $M_c = 1$; $L_c = 2$.

	NMSE (dB) FWMP			NMSE (dB) FW fixe + MP			NMSE (dB) GMP		
P_{out} (dBm)	5 MHz	10 MHz	20 MHz	5 MHz	10 MHz	20 MHz	5 MHz	10 MHz	20 MHz
34	-31.90	-34.12	-32.26	-31.88	-34.07	-32.25	-31.95	-33.92	-32.03
38	-35.21	-34.24	-35.89	-35.18	-34.17	-35.88	-35.28	-34.06	-35.54
42	-36.35	-37.16	-32.09	-36.34	-37.09	-31.99	-36.42	-37.01	-32.16
44	-38.74	-36.99		-39.03	-36.69		-38.95	-37.11	

TABLE 3.7 – Performances du multi-modèle FWMP ($F_c = 1850\,\text{MHz}$)

Nous pouvons constater que le fait de maintenir constants les coefficients du bloc FW du modèle FWMP n'affecte pas les résultats de modélisation. Ces résultats confirment la possibilité d'utiliser le modèle FWMP comme multi-modèle avec un bloc FW fixe et un bloc MP variable en fonction de la forme d'onde utilisée. Dans un contexte de calcul du modèle en temps-réel, cette approche donnerait donc les mêmes résultats que les modèles classiques avec l'avantage d'un faible nombre de coefficients à identifier.

De la même manière, nous avons testé l'approche multi-modèle sur le banc d'essais UHF/VHF en prenant les deux modèles « FWMP »et « FW+MP ». Les coefficients du bloc FW fixe résultent de la moyenne des valeurs obtenues dans les différentes configurations. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau (3.8).

			T (°C)					
F_c (MHz)	V_{dd} (V)	Modèle	26	31	36	41	46	50
118	**25**	FWMP	-36.337	-36.433	-36.425	-36.455	-36.394	-36.430
		FW + MP	-36.331	-36.426	-36.420	-36.451	-36.388	-36.425
	27	FWMP	-36.311	-36.321	-36.178	-35.985	-36.239	-36.225
		FW + MP	-36.308	-36.317	-36.177	-35.982	-36.237	-36.221
	29	FWMP	-36.399	-36.550	-36.620	-36.389	-36.308	-36.273
		FW + MP	-36.399	-36.548	-36.616	-36.386	-36.306	-36.273
127.5	**25**	FWMP	-37.295	-36.822	-36.820	-36.966	-36.959	-36.827
		FW + MP	-37.293	-36.825	-36.820	-36.968	-36.957	-36.833
	27	FWMP	-36.559	-36.657	-36.619	-36.312	-36.585	-36.266
		FW + MP	-36.557	-36.656	-36.619	-36.313	-36.587	-36.265
	29	FWMP	-36.846	-36.716	-36.835	-36.303	-36.303	-36.395
		FW + MP	-36.844	-36.715	-36.835	-36.303	-36.303	-36.397
140	**25**	FWMP	-37.568	-36.710	-36.856	-37.060	-36.667	-36.514
		FW + MP	-37.568	-36.712	-36.859	-37.062	-36.667	-36.516
	27	FWMP	-36.957	-36.664	-36.796	-36.798	-36.745	-36.825
		FW + MP	-36.959	-36.664	-36.799	-36.799	-36.746	-36.827
	29	FWMP	-37.153	-37.100	-36.931	-36.865	-36.768	-36.443
		FW + MP	-37.155	-37.103	-36.934	-36.867	-36.769	-36.444

TABLE 3.8 – Résultats de modélisation pour les signaux UHF/VHF

On peut constater sur le tableau (3.8) que quelque soit le point d'opération du PA et malgré le changement de température, les résultats de la modélisation avec FW fixe restent très proches de ceux obtenus dans le cas du FWMP.

Pour une meilleure lisibilité, les figures (3.49) et (3.50) présentent une comparaison des performances de modélisation du PA TELERAD avec un bloc FW fixe (FW+MP) avec celles obtenues avec les coefficients FWMP originaux. On constate qu'il n'y a pas de différence entre les deux modèles. Aussi, dans le cadre de cette application, le gain en reconfigurabilité du modèle n'est pas significatif puisqu'on réactualise 6 coefficients dans le cas du FWMP contre 4 dans le cas du FW + MP.

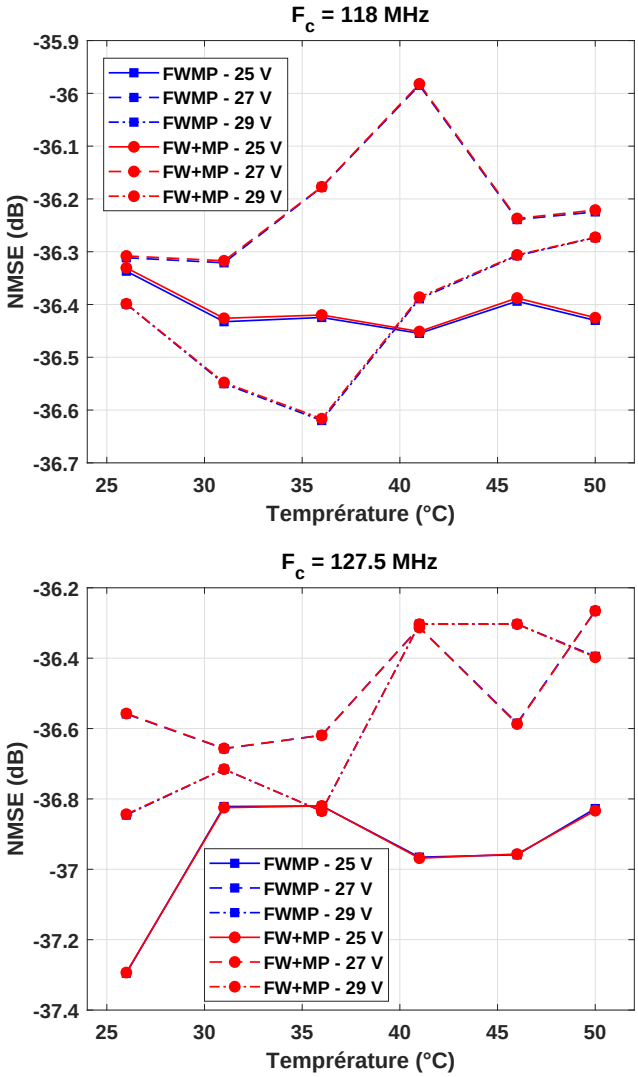


FIGURE 3.49 – Performances d'identification du modèle de PA TELERAD avec un bloc FW fixe pour $F_c = 118$ et 127.5 MHz

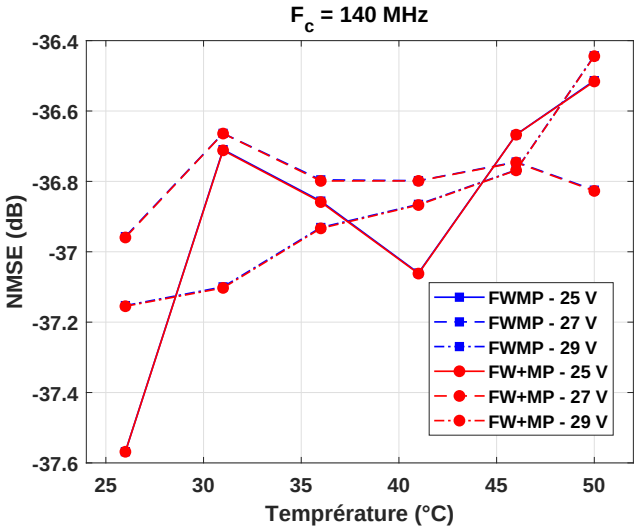


FIGURE 3.50 – Performances d'identification du modèle de PA TELERAD avec un bloc FW fixe pour $F_c = 140\,\text{MHz}$

Nous pouvons remarquer que le maintien des coefficients du bloc FW n'a que très peu d'effet sur les performances du modèle FWMP.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons prospecté sur l'application de la multi-modélisation pour la caractérisation des PA reconfigurables, avec comme objectif la recherche d'un modèle pouvant réduire le nombre de coefficients à identifier. Nous avons commencé par étudier les performances et le comportement de la structure GMP dans le cas de transmissions multi-standards. Les variations de ses coefficients ont montré que ce modèle, de type boîte noire, est difficilement compatible avec le principe de la multi-modélisation.

Nous avons par la suite proposé et étudié un modèle en blocs proche de la physique de l'amplificateur de puissance. Nous avons montré que ce modèle présente des caractéristiques intéressantes telles qu'une structure moins complexe avec des performances comparables au GMP. La contrepartie est une procédure d'estimation paramétrique sensiblement plus complexe, car elle nécessite une identification en deux phases. Pour une modélisation hors-ligne, cela ne constitue pas un problème, mais ceci pourrait être un obstacle à son utilisation en temps réel.

C'est pour remédier à ce problème que nous avons étudié la possibilité de fixer un certain nombre de ses coefficients. Nous avons ainsi étudié l'évolution des paramètres du modèle proposé en fonction de la puissance de sortie, de la largeur de bande, de la fréquence

porteuse et de la température pour deux applications différentes (signaux LTE/4G et UHF/VHF). Nous avons observé une lente évolution du bloc FW, avec des coefficients qui restent du même ordre de grandeur. Sur cette base, nous avons optimisé le modèle FWMP proposé en utilisant l'approche multi-modèle où nous avons utilisé le bloc FW comme mode commun, avec des coefficients maintenus constants, et le bloc MP comme mode différentiel pour traduire les écarts ou les résidus apparaissant après identification. Cela nous a permis de réduire la complexité de la modélisation dans le cas de transmissions multi-standards. Les différents résultats de modélisation obtenus avec différentes formes d'onde issues de deux bancs de mesures, ont montré la robustesse du modèle proposé. D'autres simulations avec un bloc FW fixe ont confirmé la possibilité d'utiliser ce modèle dans l'approche multi-modèle pour la modélisation des amplificateurs de puissance fonctionnant dans plusieurs scénarios.

Chapitre 4

Linéarisation par Prédistorsion numérique à base du modèle FWMP

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons la linéarisation par prédistorsion numérique des amplificateurs reconfigurables aux travers de résultats de simulations et d'expérimentations, obtenus pour plusieurs amplificateurs de puissance et pour différentes formes d'onde en utilisant le modèle FWMP.
Nous étudierons d'abord les performances de ce modèle dans la linéarisation du comportement des amplificateurs étudiés, et nous les comparerons à celles obtenues avec des modèles issus de l'état de l'art. Nous présenterons également la mise en œuvre d'un système de linéarisation réel par prédistorsion numérique à base du modèle FWMP pour la linéarisation d'un amplificateur LDMOS de 20 W dédié au réseau sans-fil IEEE 802.11y. Nous investiguerons aussi la possibilité d'utiliser le modèle FWMP comme multi-modèle pour la DPD, toujours dans le but de réduire davantage la complexité des circuits de linéarisation. Enfin, nous mènerons une étude sur l'utilisation du multi-modèle FWMP, avec un bloc FW fixe et un bloc MP variable (dynamique), dans le cas d'une prédistorsion adaptative en-ligne.

4.2 Performances du modèle FWMP en prédistorsion numérique

Après avoir validé les performances du modèle FWMP pour la modélisation des PA, nous envisageons à présent son insertion comme modèle pour la prédistorsion numérique

(DPD). L'objectif est d'évaluer et d'optimiser le modèle proposé pour faciliter le déploiement de la DPD dans le cas de transmissions multi-standards, afin de permettre l'utilisation de la même structure de linéarisation pour différentes applications.
Le calcul de la fonction DPD avec le modèle FWMP s'effectue à l'aide des signaux mesurés en entrée et en sortie de l'amplificateur de puissance, comme le montre la figure (4.1).

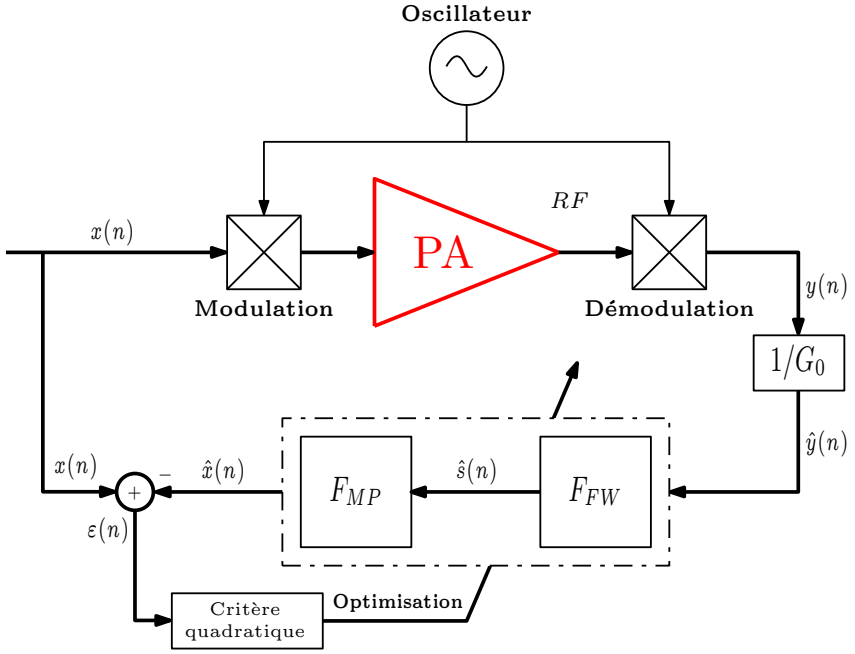


FIGURE 4.1 – Calcul de la DPD avec le modèle FWMP (identification hors-ligne)

La fonction DPD identifiée est ensuite utilisée comme un prédistorteur pour linéariser le comportement du PA, comme le montre la figure (4.2).

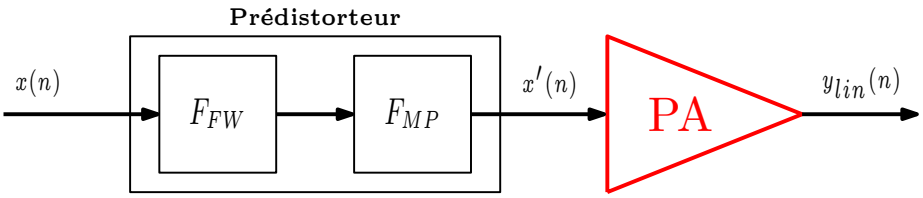


FIGURE 4.2 – Linéarisation du PA avec le modèle FWMP

4.2.1 Application sur le PA LDMOS 50 W

En premier lieu, nous avons commencé par la linéarisation du PA de 50 W (société ARELIS). Pour rappel, ce PA LDMOS est dédié aux applications civiles et les signaux utilisés ici sont des signaux LTE/4G avec différentes configurations.
Afin d'étudier les performances du modèle FWMP en tant que modèle pour la DPD, nous avons comparé les deux systèmes linéarisés présentés dans la figure (4.3). Le premier

utilise le modèle FWMP comme prédistorteur lorsque le second utilise le modèle GMP. Le modèle de PA utilisé dans cette étude est un modèle GMP issu des mesures.

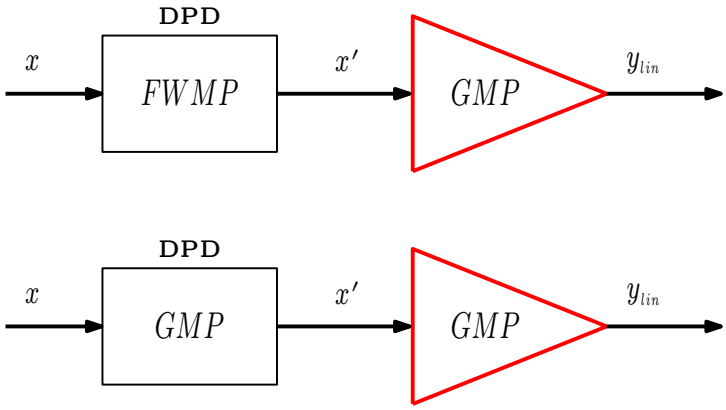


FIGURE 4.3 – Structures de linéarisation des deux modèles

La première étape consiste à déterminer la structure du modèle FWMP qui offre un bon compromis performance/complexité. À cette fin, nous avons cartographié le NMSE temporel en fonction du nombre de coefficients pour les trois scénarios suivants :

1. $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 5\,\text{MHz}$,
2. $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 10\,\text{MHz}$,
3. $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ $\text{BW} = 20\,\text{MHz}$.

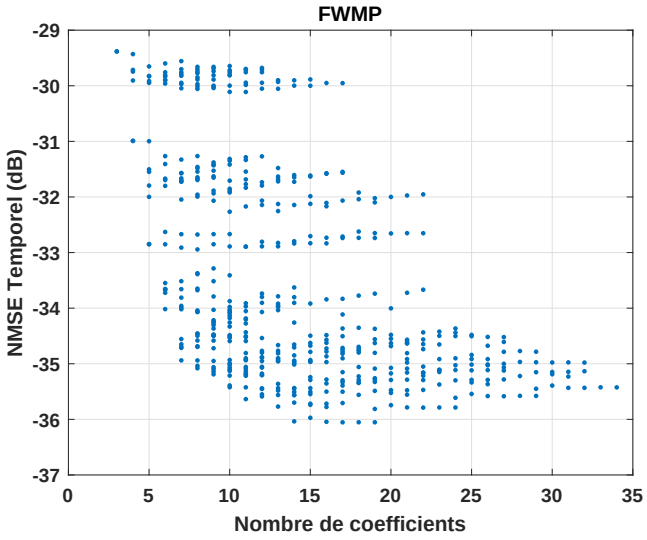


FIGURE 4.4 – Cartographie des performances d'identification de DPD en fonction du nombre de coefficients obtenus avec le modèle FWMP

A titre d'exemple, la figure (4.4) présente la cartographie qui concerne l'identification de la DPD et donne le NMSE en fonction du nombre de coefficients du modèle. Elle

est réalisée pour le cas $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ BW $= 10\,\text{MHz}$. Cette cartographie n'est pas exhaustive et est obtenue en testant toutes les combinaisons possibles pour P allant de 1 à 5 ($P = 1:5$), $M = 0:5$, $P_a = 1:5$ et $M_a = 1:5$. On constate que les structures ayant le même nombre de coefficients ne donnent pas forcément le même NMSE. Augmenter le nombre de coefficients n'améliore pas systématiquement les performances en modélisation de l'inverse du PA. Aussi, on peut constater, pour le domaine de variation choisi pour les ordres du modèle, que les structures utilisant entre 13 et 20 coefficients offrent les meilleures NMSE.

Toujours dans la même étude et étant donné que la structure du modèle doit être la même pour toutes les configurations, nous avons cherché la structure qui offre de bonnes performances pour l'ensemble des cas. Nous avons constaté dans cette étude qu'une structure à 13 coefficients nous permet de satisfaire ce compromis. Nous avons donc utilisé la meilleure structure à 13 coefficients de chaque scénario dans les deux autres pour savoir laquelle donne de bonnes performances dans les trois bandes. La structure du modèle FWMP obtenue est :

— FWMP à 13 coefficients : $P = 2$; $M = 1$; $P_a = 5$; $M_a = 2$ (FW : 3, MP : 10)

Pour permettre une comparaison de cette structure avec le modèle GMP, nous avons recherché la structure de ce modèle qui permet les mêmes performances de linéarisation que celles obtenues avec le modèle FWMP précédent, avec le plus faible nombre possible de coefficients. La figure (4.5) montre la cartographie réalisée pour $P_s = 42\,\text{dBm}$ @ BW $= 10\,\text{MHz}$.

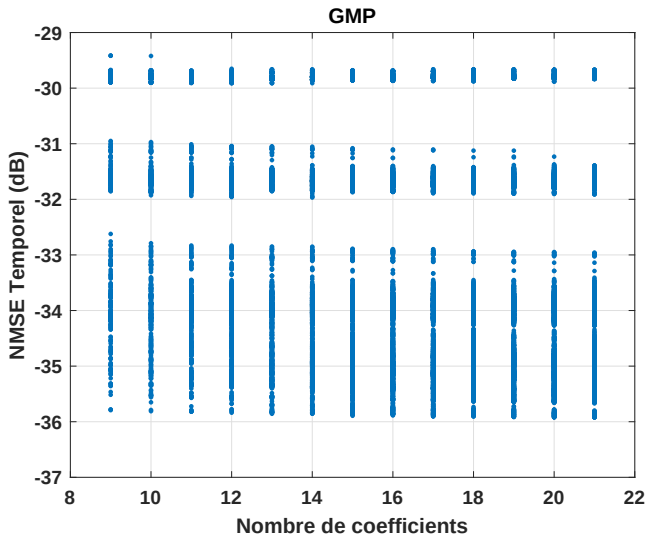


FIGURE 4.5 – Cartographie des performances d'identification de DPD en fonction du nombre de coefficients (Modèle GMP)

Cette cartographie est obtenue en testant toutes les combinaisons possibles avec $P_a = 1:5$, $M_a = 1:5$, $P_b = 1:5$, $M_b = 1:5$, $L_b = 1:4$, $P_c = 1:5$, $M_c = 1:5$ et $L_c = 1:4$. Sur cette figure, nous avons représenté les résultats obtenus pour les structures dont le NMSE se rapproche des résultats du modèle FWMP précédent.
Comme dans l'étude précédente, nous avons constaté ici qu'une structure à 14 coefficients permet d'obtenir le même niveau de performances dans plusieurs configurations. La structure de la DPD basée sur le modèle GMP choisie et utilisée dans cette comparaison est la suivante :

— GMP à 14 coefficients : $P_a = 3$; $M_a = 2$; $P_b = 3$; $M_b = 1$; $L_b = 1$; $P_c = 5$; $M_c = 1$; $L_c = 1$

4.2.1.1 Modélisation de la DPD et performances en linéarisation

Les performances en terme d'identification de la DPD et de linéarisation (NMSE temporel) obtenues avec les deux modèles FWMP et GMP sont présentées dans le tableau (4.1).

	NMSE (dB)							
BW (MHz)	**10 MHz**				**20 MHz**			
Modèle	**FWMP**		**GMP**		**FWMP**		**GMP**	
P_{out} **(dBm)**	**Identif. DPD**	**Linéaris.**	**Identif. DPD**	**Linéaris.**	**Identif. DPD**	**Linéaris.**	**Identif. DPD**	**Linéaris.**
34 dBm	-33.60	-40.43	-33.70	-40.55	-31.85	-48.63	-31.99	-50.52
38 dBm	-33.14	-40.38	-33.23	-40.65	-34.88	-47.25	-35.12	-50.47
42 dBm	-35.77	-39.63	-35.86	-39.38	-31.87	-42.94	-33.17	-43.84
44 dBm	-34.02	-35.72	-33.11	-32.95	-35.29	-39.56	-35.60	-39.27

TABLE 4.1 – Performances de linéarisation avec le modèle FWMP

Ce tableau est divisé en deux colonnes principales, la première pour les signaux avec une largeur de bande de 10 MHz et la seconde pour les signaux avec une largeur de bande de 20 MHz. Chaque colonne est elle-même constituée de deux sous-colonnes, à gauche les résultats obtenus avec le modèle FWMP et à droite ceux obtenus avec le modèle GMP. La colonne "Identif. DPD" indique l'erreur d'identification du modèle DPD (Fig. (4.1)), tandis que la colonne "Linéaris. " indique l'erreur de linéarisation du système global DPD + PA (Fig. (4.2)).
L'analyse de ces résultats montre que le modèle proposé a de bonnes performances en termes de linéarisation, comparables à celles d'un modèle GMP. Dans certains cas, cependant, une meilleure linéarisation est obtenue avec le modèle GMP, notamment dans le cas de la bande 20 MHz.

4.2.1.2 Performances du système linéarisé

Les performances en linéarisation peuvent également dépendre de la fréquence du signal en bande de base. Nous avons donc également évalué ces performances en utilisant un signal d'excitation deux tons avec des fréquences d'espacement réparties entre 10 kHz et 20 MHz. Dans cette étude, nous avons utilisé un système de linéarisation basé sur le modèle FWMP et un modèle de PA de type GMP extrait de signaux LTE/4G pour une puissance de sortie $P_s = 42$ dBm et une largeur de bande de 20 MHz. Les rapports entre la porteuse et les troisièmes et cinquièmes composantes d'intermodulations C/I (en dBc) sont présentés sur la figure (4.6).

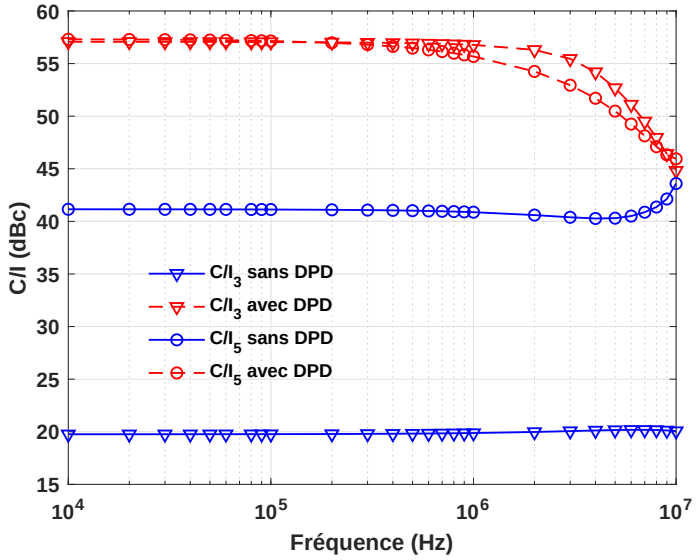


FIGURE 4.6 – Rapport C/I3 et C/I5 en fonction de la fréquence (signal deux-tons)

Comme nous pouvons le constater, le système FWMP améliore les performances sur toute la largeur de bande considérée. Nous avons noté des réductions de 35.05 dB et 13.3 dB des rapports d'intermodulations C/I3 et C/I5, respectivement.

Les courbes AM/AM linéarisées sont présentées dans les figures (4.7) et (4.8) pour la largeur de bande de 20 MHz et les quatre puissances de sortie (34, 38, 42 et 44 dBm).

À partir de ces résultats, nous pouvons voir que le modèle FWMP permet de linéariser le comportement de l'amplificateur dans le domaine temporel. Pour les fortes puissances ($P_{out} = 42$ et 44 dBm), on constate néanmoins des difficultés à linéariser les très forts niveaux. On peut aussi noter que la DPD permet de réduire les effets mémoire avec une caractéristique linéarisée proche d'une droite statique. Ceci est le signe que le modèle DPD utilisé comporte lui-même des effets mémoire.

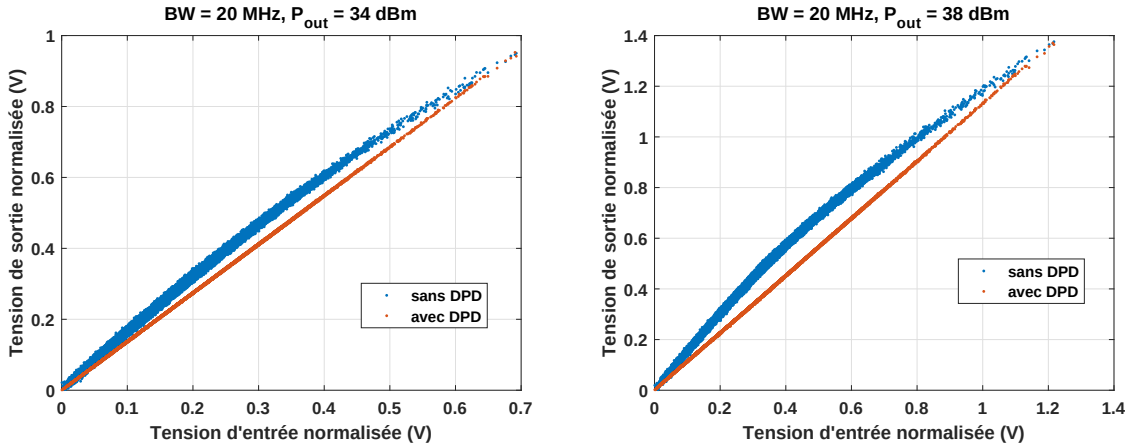


FIGURE 4.7 – Courbes AM/AM sans et avec DPD pour $P_{out} = 34$ et 38 dBm

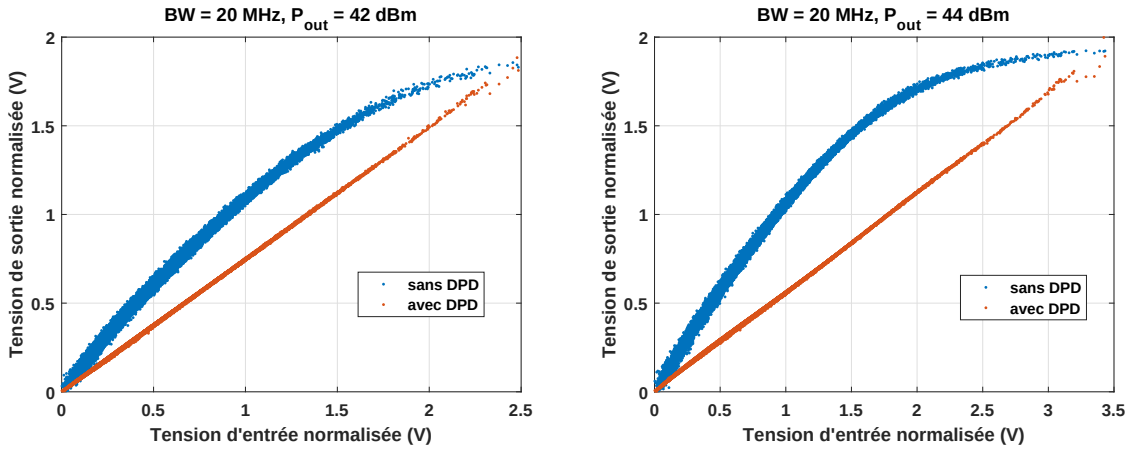


FIGURE 4.8 – Courbes AM/AM sans et avec DPD pour $P_{out} = 42$ et 44 dBm

La figure (4.9) montre les réponses fréquentielles avec et sans DPD dans la région de compression ($P_{out} = 42$ dBm). Le comportement non-linéaire du PA génère des remontées spectrales et du bruit dans les canaux adjacents. Nous pouvons voir que les deux DPD à base de systèmes GMP et FWMP permettent une amélioration d'environ 10 à 20 dB en termes de réduction des remontées spectrales.

4.2.2 Applications sur le PA 75 W dédié aux transmissions aéronautiques

Dans cette partie, nous continuons nos investigations sur la portée de l'approche proposée en l'appliquant sur des signaux UHF/VHF en utilisant les mesures du PA de 75 W de la société TELERAD.

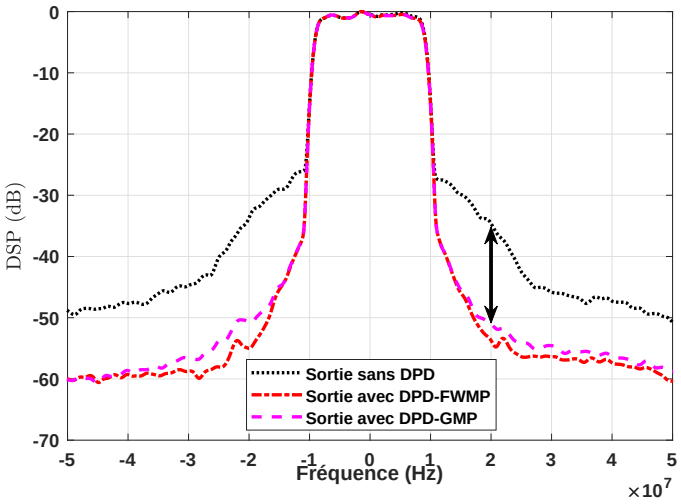


FIGURE 4.9 – Spectre de sortie avec et sans DPD

Les systèmes linéarisés utilisés sont présentés dans la figure (4.10). Les modèles de PA utilisés dans cette étude sont de type GMP issus des mesures.

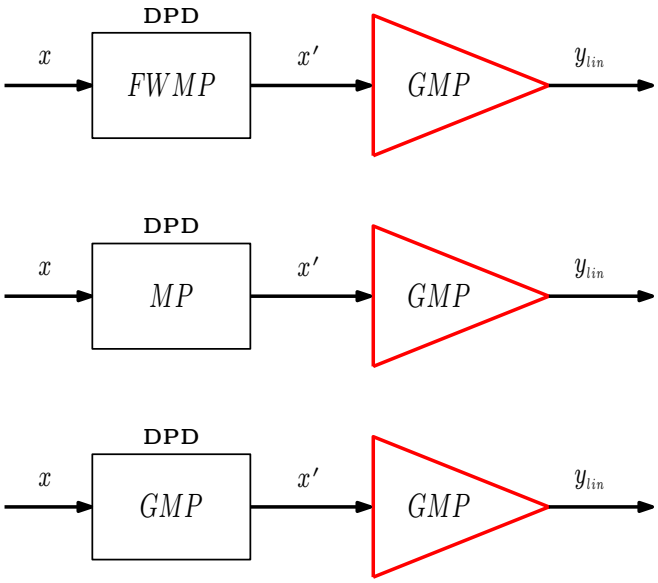


FIGURE 4.10 – Systèmes de linéarisation étudiés

La recherche des structures qui permettent un bon compromis, performance et nombre de coefficients, nous a mené vers les structure DPD suivantes :

- FWMP à 8 coefficients : $P = 4$; $M = 0$; $P_a = 2$; $M_a = 2$ (FW : 4, MP : 4),
- MP à 8 coefficients : $P_a = 4$, $M_a = 2$,
- GMP à 8 coefficients : $P_a = 1$, $M_a = 1$, $P_b = 3$, $M_b = 1$, $L_b = 1$, $P_c = 2$, $M_c = 2$, $L_c = 1$.

Avant d'étudier la linéarisation, une première étape consiste à analyser les performances en identification. Ainsi, les résultats d'identification de la DPD, obtenus pour les signaux UHF/VHF en utilisant les trois modèles (FWMP, MP et GMP), sont présentés dans le tableau (4.2). A noter que contrairement au chapitre précédent, les signaux traités dans cette partie sont mesurés à un débit symbole de 100 kS/s.

			T (°C)				
F_c (MHz)	V_{dd} (V)	Modèle	26	31	36	41	46
118	24	MP	-40.69	-40.76	-38.12	-40.59	-38.25
		FWMP	-40.60	-40.63	-38.09	-40.51	-38.23
		GMP	-40.99	-41.42	-41.23	-41.31	-41.13
	28	MP	-40.69	-39.31	-39.59	-37.54	-42.31
		FWMP	-40.60	-39.29	-39.54	-37.68	-42.22
		GMP	-40.99	-41.89	-41.78	-41.37	-41.79
	32	MP			-40.61	-39.71	-38.80
		FWMP			-40.51	-39.68	-38.79
		GMP			-41.49	-41.41	-41.58
127.5	24	MP	-42.31	-39.95	-40.41	-40.07	-41.44
		FWMP	-42.20	-39.86	-40.34	-39.99	-41.29
		GMP	-41.73	-40.79	-41.28	-41.41	-41.65
	28	MP	-40.27	-38.10	-43.69	-43.10	-37.93
		FWMP	-40.00	-38.13	-43.62	-43.03	-37.98
		GMP	-42.02	-41.91	-42.94	-43.02	-42.64
	32	MP	-40.76	-42.78	-39.99	-43.50	-40.66
		FWMP	-40.66	-42.56	-39.95	-43.26	-40.37
		GMP	-41.50	-42.22	-42.08	-42.88	-42.01
140	24	MP	-39.85	-43.12	-42.97	-40.93	-40.99
		FWMP	-39.79	-43.06	-42.76	-40.81	-40.84
		GMP	-41.06	-42.69	-41.91	-42.31	-42.30
	28	MP	-39.77	-38.07	-38.44	-41.79	-41.36
		FWMP	-39.69	-38.13	-38.55	-41.49	-41.15
		GMP	-40.87	-41.72	-41.89	-41.61	-41.40
	32	MP	-40.50	-40.60	-41.15	-38.88	-38.91
		FWMP	-40.37	-40.53	-41.08	-38.85	-38.80
		GMP	-40.97	-40.70	-41.08	-40.96	-41.71

TABLE 4.2 – Résultats d'identification de la DPD

Dans le tableau (4.2), pour chaque point d'opération, les performances sont classées selon le code couleur suivant : vert pour la meilleure, orange pour l'intermédiaire et jaune pour la moins importante. On constate que dans la majorité des cas, le modèle GMP permet d'obtenir les meilleures résultats avec le même nombre de paramètres. Cependant, les écarts restent proches pour les trois modèles.

Pour faciliter la lecture des résultats, nous avons tracé les performances (NMSE temporel) pour chaque fréquence porteuse et pour chaque tension V_{dd} en fonction de la température (Fig. (4.11)).

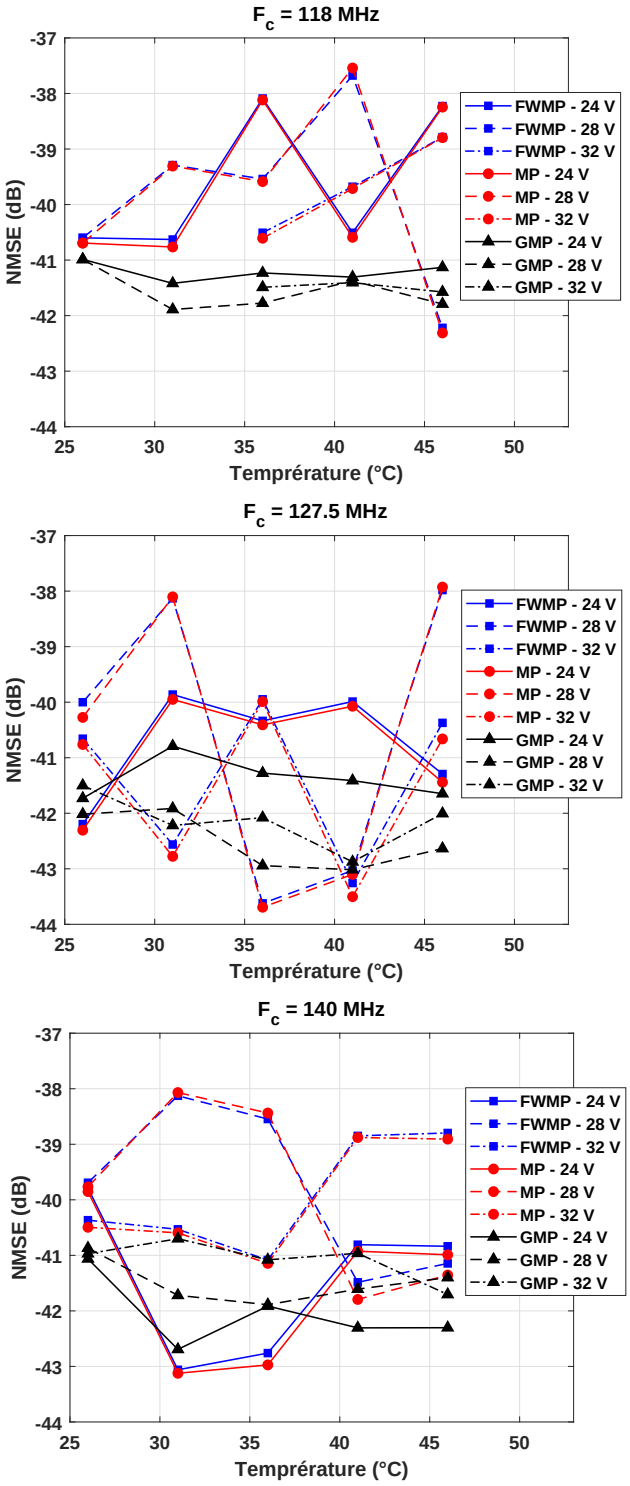


FIGURE 4.11 – Performances en identification de la DPD

Selon les résultats présentés en figure (4.11), les deux modèles FWMP et MP donnent quasiment les mêmes performances. Il est à noter comme mentionné précédemment que le modèle GMP donne les meilleures performances dans la majorité des cas.

Après avoir analysé les performances en terme de modélisation de l'inverse du PA, l'étape suivante consiste à analyser les performances du système linéarisé basé sur ces trois modèles de DPD (voir figure (4.10)) en présence de l'amplificateur.
La structure du modèle de PA de type GMP utilisée est :

— $P_a = 2$, $M_a = 2$, $P_b = 3$, $M_b = 1$, $L_b = 1$, $P_c = 1$, $M_c = 2$, $L_c = 1 \rightarrow 9$ coefficients

Les performances de linéarisation obtenues avec les trois systèmes de linéarisation sont présentées dans le tableau (4.3). Ces mêmes résultats ont été présentés sous forme de courbes (Fig. (4.12)).
En terme de linéarisation, nous pouvons voir que les performances des trois systèmes sont proches. Nous remarquons également que le modèle ayant la meilleure performance de linéarisation n'est pas le même dans tous les cas. Par exemple, dans le cas d'une porteuse $F_c = 127.5\,\text{MHz}$ et une tension V_{dd} de $32\,\text{V}$, le modèle MP est plus performant pour certaines températures alors que le modèle GMP est meilleur pour d'autres.

			T (°C)				
F_c (MHz)	V_{dd} (V)	Modèle	26	31	36	41	46
118	24	MP	-38.11	-40.55	-32.55	-41.49	-31.23
		FWMP	-38.06	-40.34	-32.59	-41.49	-31.19
		GMP	-39.13	-40.69	-35.46	-40.91	-34.70
	28	MP	-38.11	-35.26	-36.08	-30.17	-45.71
		FWMP	-38.06	-35.19	-36.08	-30.35	-44.59
		GMP	-39.13	-37.71	-37.79	-35.33	-42.64
	32	MP			-42.72	-38.50	-37.74
		FWMP			-41.91	-38.43	-37.59
		GMP			-42.46	-40.20	-39.81
127.5	24	MP	-45.20	-35.44	-38.40	-35.00	-42.46
		FWMP	-45.07	-35.37	-38.33	-34.93	-41.68
		GMP	-42.49	-37.43	-39.70	-36.99	-41.33
	28	MP	-33.69	-31.45	-46.34	-44.48	-31.40
		FWMP	-33.67	-31.46	-46.39	-43.91	-31.43
		GMP	-36.47	-35.94	-42.76	-42.11	-36.64
	32	MP	-37.21	-45.62	-35.24	-47.26	-36.07
		FWMP	-37.03	-45.02	-35.24	-44.97	-36.07
		GMP	-38.74	-42.17	-38.56	-43.15	-38.13
140	24	MP	-33.50	-44.40	-44.32	-35.88	-37.91
		FWMP	-33.46	-44.45	-43.99	-35.91	-37.94
		GMP	-35.74	-41.85	-40.99	-37.61	-38.71
	28	MP	-37.06	-32.27	-32.24	-40.55	-40.04
		FWMP	-36.85	-32.33	-32.31	-40.62	-40.13
		GMP	-38.48	-37.21	-36.01	-39.77	-39.50
	32	MP	-38.05	-39.69	-42.57	-32.16	-39.10
		FWMP	-37.70	-39.46	-42.60	-32.22	-38.43
		GMP	-38.74	-39.62	-40.10	-36.47	-40.91

TABLE 4.3 – Résultats de la linéarisation

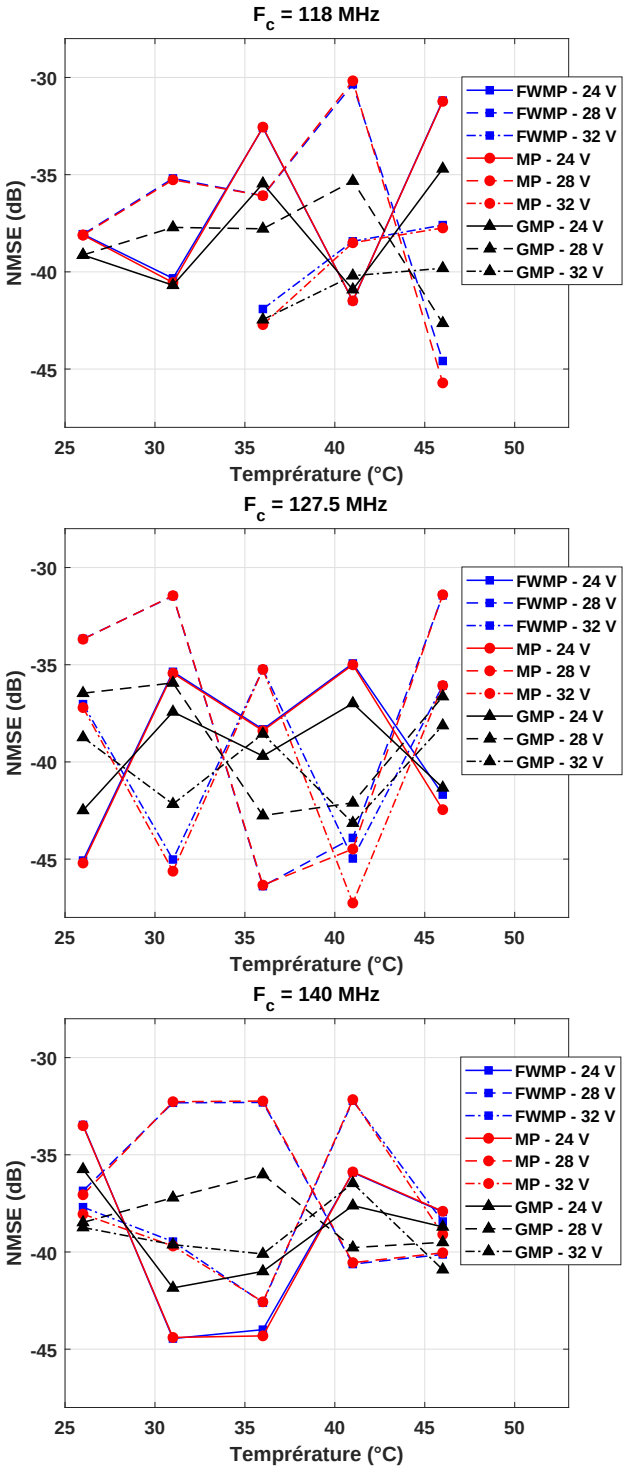


FIGURE 4.12 – Performances en linéarisation

4.3 Étude expérimentale

Après avoir étudié les performances du modèle FWMP en linéarisation de modèles de PA issu des mesures, nous présentons ici la validation expérimentale du modèle proposé sur un nouveau banc de mesures.

4.3.1 Banc d'essais 20 W

Le banc d'essais utilisé dans cette étude, dédié aux transmissions sans-fils IEEE 802.11y, est présenté dans la figure (4.13).

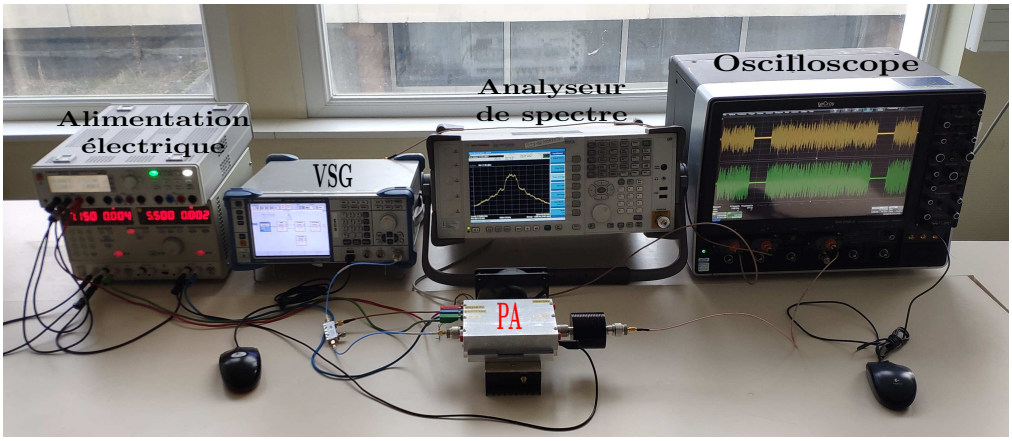


FIGURE 4.13 – Banc de mesures

Un amplificateur de puissance RF de 20 W en technologie LDMOS de classe AB à 2 étages fabriqué par NXP Semiconductors a été utilisé dans cette étude pour valider expérimentalement notre approche. Ce PA possède un gain linéaire de 28 dB et sa puissance de sortie au point à 1 dB de compression est de 41.7 dBm, ce qui représentera le niveau de référence pour un OBO égal à 0 dB (Output power Back-Off). Un générateur de signaux vectoriels (SMBV100A de Rohde & Schwarz) est utilisé pour la transposition en fréquence du signal en bande de base, généré dans MATLAB et chargé dans le VSG, sur une fréquence porteuse de 3.7 GHz. La séquence utilisée est un signal filtré de 10 MHz modulé en 64-QAM avec un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) d'environ 7.5 dB.
À la sortie du PA, le signal RF a été acquis avec une fréquence d'échantillonnage de 40 GHz, puis numériquement converti et démodulé à l'aide d'un oscilloscope à 4 canaux (LeCroy WaveMaster 816Zi-A). Les signaux mesurés d'entrée et de sortie en bande de base sont ensuite synchronisés dans le domaine temporel. Les non-linéarités et les effets mémoire du PA utilisé sont visibles dans les fonctions AM/AM et AM/PM dynamiques présentées dans la figure (4.14).

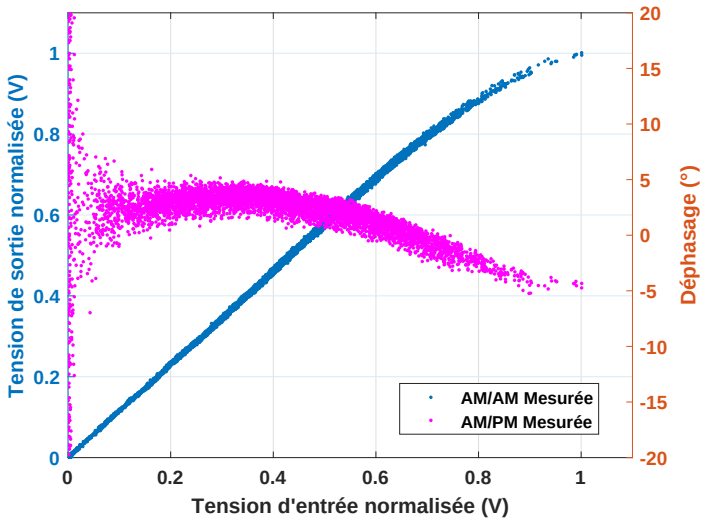


FIGURE 4.14 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamiques

4.3.2 Performances en terme de NMSE

Dans cette étude, la valeur de mérite est le critère NMSE qui traduit la précision de la modélisation. Ainsi, pour déterminer la meilleure structure de la DPD à base du modèle FWMP en terme de compromis performances/complexité, une recherche exhaustive a été effectuée et est présentée dans la figure (4.15).

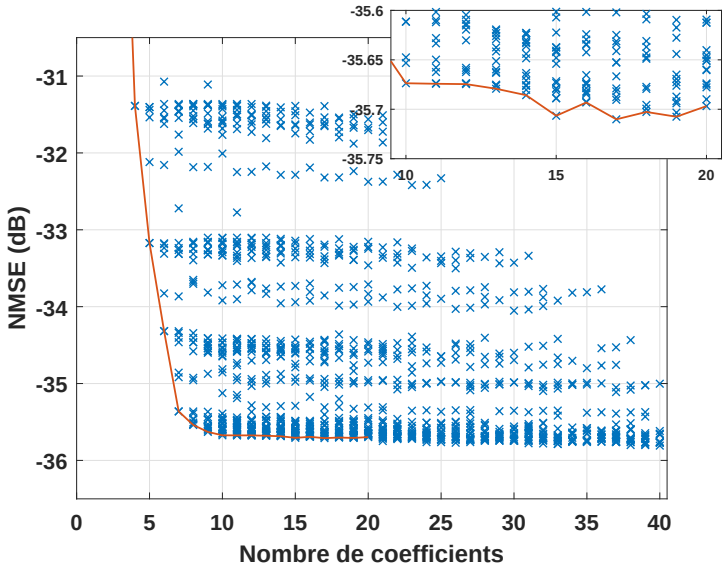


FIGURE 4.15 – Détermination de la structure la plus pertinente du modèle FWMP

Nous avons cartographié le NMSE dans le domaine temporel en fonction du nombre de coefficients en testant toutes les structures possibles. Chaque point dans cette cartographie

correspond à une valeur du NMSE en utilisant une combinaison de paramètres du FWMP : P, M, P_a et M_a. Dans ce cas, 1 715 combinaisons ont été testées avec $P = 1 : 7$, $M = 0 : 4$, $P_a = 1 : 7$ et $M_a = 1 : 7$. Au cours de l'optimisation, nous avons constaté qu'il faut moins de 10 itérations pour que le modèle converge vers le NMSE le plus faible, donc pour chaque structure, nous avons itéré le modèle 10 fois pour obtenir les coefficients finaux.

Comme le montre cette cartographie, plusieurs structures partageant le même nombre total de coefficients ne donnent pas le même NMSE. Par exemple, pour les structures à 10 coefficients, le NMSE le plus faible correspondant à -35.67 dB est obtenu avec les ordres du modèle ($P = 7$; $M = 2$; $P_a = 1$; $M_a = 1$), tandis que le plus mauvais correspondant à -22.29 dB est obtenu pour ($P = 1$; $M = 2$; $P_a = 1$; $M_a = 7$). Ces résultats montrent l'importance d'une évaluation hors-ligne de la DPD pour déterminer la meilleure structure FWMP, c'est-à-dire en utilisant un nombre minimal de coefficients pour un NMSE donné.

4.3.3 Contribution du bloc FW

La figure (4.16) montre les ordres des paramètres des modèles FWMP, avec différents nombres de coefficients (jusqu'à 20 coefficients), qui offrent les meilleures performances en terme de NMSE.

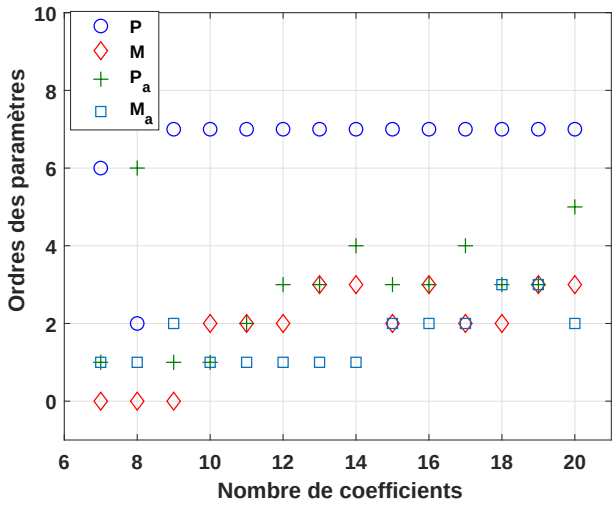


FIGURE 4.16 – Composition des meilleures structures obtenues avec différents nombres de coefficients

Nous pouvons voir sur la figure (4.16) que le bloc FW est celui qui contribue le plus à la description de la fonction DPD. Un ordre de non-linéarité du bloc FW $P = 7$ est suffisant pour décrire le comportement non-linéaire du PA utilisé. De plus, jusqu'aux structures à 10 coefficients, on se rend compte qu'il est plus pertinent de n'utiliser que le bloc FW,

alors qu'à partir de 11 coefficients, le déploiement du bloc MP apporte de meilleures performances.

En suivant l'évolution du NMSE le plus faible, représenté par la ligne rouge dans la figure (4.15), nous pouvons constater que l'amélioration est plus lente à partir de 10 coefficients. Une structure à 15 coefficients a été choisie comme référence pour notre étude. Cette structure obtenue avec ($P = 7$; $M = 2$; $P_a = 3$; $M_a = 2$) aboutit à un bon compromis entre la précision de la modélisation et la complexité du modèle.

Pour montrer l'intérêt de l'utilisation de la boucle de rétroaction constitué du filtre FIR, le tableau (4.4) permet une comparaison en termes de complexité (nombre de FLOP) et de performances entre les cas où :

— seul le polynôme sans mémoire est utilisé,

— le bloc FW complet est utilisé.

Un FLOP (pour FLoating point OPeration) décrit une opération arithmétique sur les nombres à virgule flottante.

				Nb. de FLOP	
	P	M	NMSE (dB)	Add.	Multipl.
NL	7	0	-35.53	6	28
	8	0	-35.57	7	36
	9	0	-35.64	8	45
	10	0	-35.64	9	55
	11	0	instable	10	66
FW	7	2	-35.67	8	31

TABLE 4.4 – Comparaison en termes de complexité (nombre de FLOP) avec et sans filtre

On peut voir dans le tableau (4.4) que le meilleur NMSE avec seulement la fonction NL, proche de celui obtenu avec le bloc FW complet, est obtenu avec un ordre de non-linéarité de 10 mais avec le coût d'une augmentation significative du nombre de FLOP. De plus, l'algorithme d'identification paramétrique devient instable pour des ordres de non-linéarité au-delà de 11. Notez également que l'introduction du filtre de rétroaction contribue à l'amélioration du NMSE avec seulement une légère augmentation du nombre de FLOP.

Toujours pour montrer l'importance du bloc FW dans le modèle en cascade proposé, nous avons réalisé une série d'expériences avec et sans le bloc FW. Ainsi, une cartographie partielle a été réalisée en utilisant uniquement le modèle MP dans la zone de 10 à 20 coefficients (voir les triangles rouges dans la figure (4.17)).

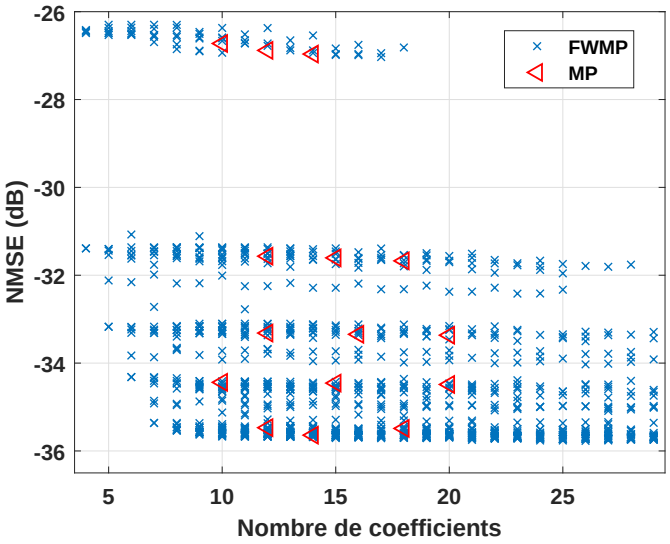


FIGURE 4.17 – Comparaison des modèles FWMP et MP

Comme nous pouvons le voir dans la figure (4.17), l'introduction du bloc FW dans le cas général permet d'atteindre un NMSE inférieur. Ainsi, quelque soit le nombre de coefficients, le modèle FWMP permet donc une amélioration du NMSE. Par exemple, dans le cas de référence d'un modèle à 15 coefficients, le bloc FW introduit une dynamique supplémentaire qui améliore le NMSE d'environ 1 dB par rapport au plus proche modèle MP.

4.3.4 Comparaison des modèles FWMP et GMP

Après avoir souligné l'intérêt du bloc FW, nous comparons dans ce qui suit le modèle FWMP à un modèle GMP.

4.3.4.1 Performances en identification de la DPD

Afin d'assurer une comparaison plus réaliste des deux modèles, nous les avons utilisé dans les mêmes conditions et avons tracé le NMSE obtenu dans la zone des structures composées de 1 à 50 coefficients. Les points violets dans la figure (4.18) montrent les résultats du modèle GMP. Dans ce cas, 345 945 combinaisons ont été testées avec $P_a = 1:7$, $M_a = 1:4$, $P_b = 1:7$, $M_b = 1:7$, $L_b = 1:5$, $P_c = 1:7$, $M_c = 1:7$, $L_c = 1:5$.

La première remarque concerne le grand nombre de structures possibles à tester dans le cas du modèle GMP. En fait, et comme mentionné dans la section 1.5.3, il existe 8 paramètres de dimensionnement pour le modèle GMP : les ordres de non-linéarité (P_a, P_b

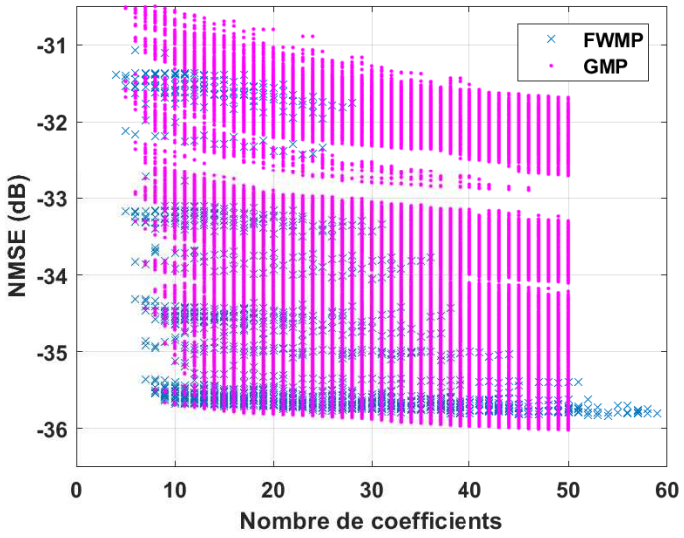


FIGURE 4.18 – Comparaison des modèles FWMP et GMP

et P_c), les profondeurs de mémoire (M_a, M_b et M_c), et les termes d'enveloppe en avance et en retard (L_b et L_c). C'est le principal inconvénient du modèle GMP, où le nombre de combinaisons augmente rapidement avec l'incrémentation des ordres du modèle. Dans le cas du modèle FWMP, nous réduisons les paramètres de dimensionnement à 4 : les ordres de non-linéarité (P et P_a), l'ordre du filtre M et la profondeur de mémoire M_a.

La deuxième remarque concerne les performances des deux modèles. Comme nous pouvons le voir dans la figure (4.18), jusqu'aux structures à 27 coefficients, les deux modèles ont des performances proches, avec l'avantage d'une faible complexité pour le modèle FWMP. Au-delà, le modèle GMP permet une légère amélioration, par exemple de 0.23 dB dans le cas d'une structure à 50 coefficients.

4.3.4.2 Complexité

Sur la base de cette comparaison, les meilleures structures GMP et FWMP à 15 coefficients, permettant les plus faibles NMSE, ont été extraites et utilisées comme fonction DPD pour linéarisation. Le nombre d'opérations arithmétiques de chaque modèle est présenté dans le tableau (4.5).

Comme nous pouvons le voir dans le tableau (4.5), et par rapport au modèle GMP, le modèle FWMP proposé a un nombre d'opérations arithmétiques légèrement inférieur.

		FLOPs par bloc		Total	
Modèle	Structure du modèle	Add.	Multipl.	Add.	Multipl.
FWMP	$P = 7\,;\, M = 2$	8	31	13	43
	$P_a = 3\,;\, M_a = 2$	5	12		
GMP	$P_a = 7\,;\, M_a = 1$	6	28	12+2	48
	$P_b = 2\,;\, M_b = 2\,;\, L_b = 1$	3	10		
	$P_c = 2\,;\, M_c = 1\,;\, L_c = 2$	3	10		

TABLE 4.5 – Comparaison en termes de complexité (nombre de FLOP) des deux modèles utilisés

4.3.5 Performances en linéarisation

La figure (4.19) illustre le processus expérimental de linéarisation où le signal d'entrée a été prédistordu puis chargé dans le VSG, qui fournit le signal d'entrée RF prédistordu au PA.

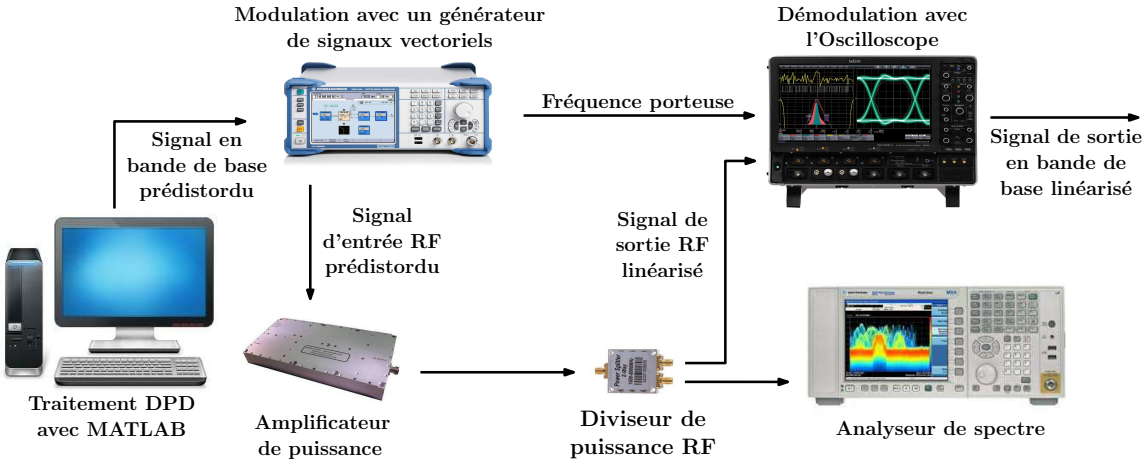


FIGURE 4.19 – Système de linéarisation

Les expérimentations sont réalisées pour les modèles FWMP et GMP dans les mêmes conditions. L'examen de ces résultats permet de déterminer la contribution du modèle proposé.

4.3.5.1 Analyse des caractéristiques AM/AM et AM/PM

Dans le domaine temporel, les caractéristiques AM/AM et AM/PM linéarisées du PA LDMOS utilisé, obtenues à l'aide des deux modèles, FWMP et GMP, sont présentées respectivement sur les figures (4.20) et (4.21). Nous pouvons voir que le modèle FWMP présente de bonnes performances en linéarisation, similaires à celles obtenues avec la structure GMP. Aucune différence significative entre les modèles étudiés n'est remarquée et les résultats obtenus montrent la robustesse et l'efficacité des deux modèles.

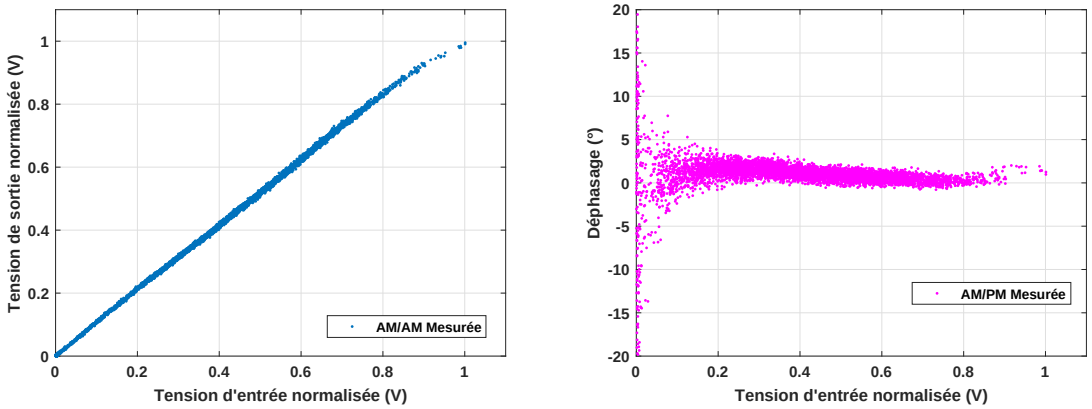


FIGURE 4.20 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM linéarisées avec le modèle FWMP

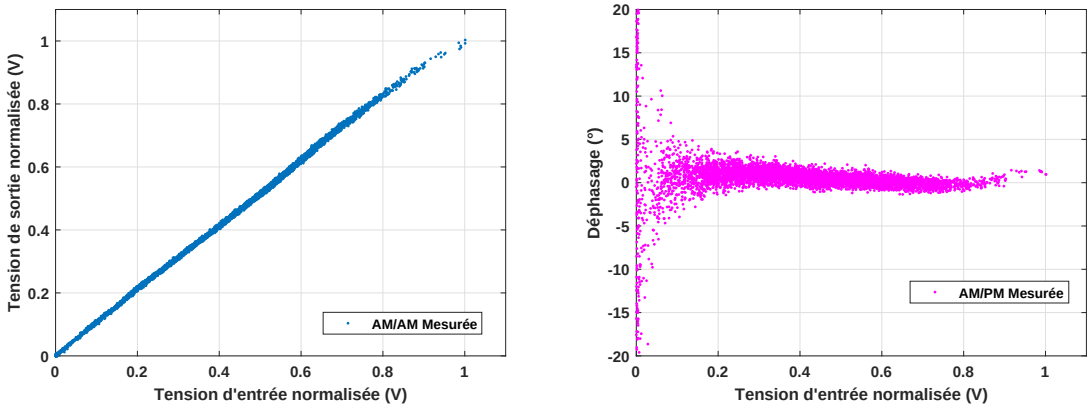


FIGURE 4.21 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM linéarisées avec le modèle GMP

4.3.5.2 Analyse spectrale

Les non-linéarités de l'amplificateur de puissance créent des distorsions sous forme de remontées spectrales et du bruit dans les canaux adjacents. Ainsi, pour évaluer les performances du modèle FWMP, les spectres de sortie du PA mesurés, avec et sans DPD en utilisant les deux modèles, sont présentés dans la figure (4.22).

D'après les spectres présentés, nous pouvons voir que les performances des deux modèles sont proches et que la suppression du bruit en bandes latérales, causé par les non-linéarités de l'amplificateur de puissance et les effets de mémoire, est efficace. En observant soigneusement les spectres mesurés, on peut aussi noter que les performances des deux DPD sont certes bonnes sur les deux canaux adjacents proches de la bande utile, mais se dégradent légèrement pour des fréquences éloignées de la bande principale. Dans la littérature, on retrouve fréquemment ce type de comportement avec une légère dégradation du spectre loin de la bande principale en présence de la DPD.

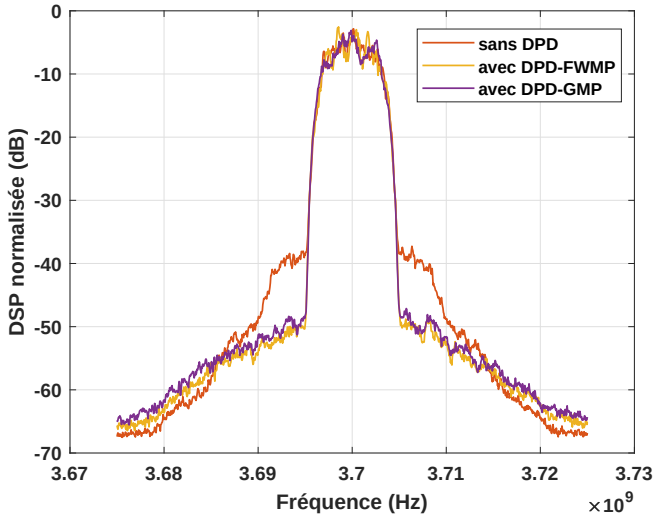


FIGURE 4.22 – Spectres de sortie mesurés en utilisant des linéariseurs FWMP et GMP

Le tableau (4.6) présente une comparaison des ACPR (Rapport de puissance des canaux adjacents) obtenus en utilisant les deux modèles avec différentes largeurs de bande des canaux adjacents $\Delta W_{L/U}$ (5 et 10 MHz).

ΔW (MHz)	ACPR (dB)	Original	DPD-GMP	DPD-FWMP
5	gauche	-32.82	-42.37	-43.77
5	droit	-32.59	-41.66	-42.84
10	gauche	-35.52	-43.84	-45.16
10	droit	-35.31	-43.45	-44.56

TABLE 4.6 – Comparaison des ACPR obtenus

Les résultats donnés dans le tableau (4.6) confirment ceux présentés dans la figure (4.22) où les performances des modèles GMP et FWMP sont proches et permettent une amélioration d'ACPR de 10 dB par rapport au signal original. Ces résultats confirment la contribution de la structure FWMP dans le dimensionnement d'un linéariseur optimal. A noter, que l'amélioration apportée par la DPD FWMP est légèrement meilleure avec un peu plus de 1 dB sur l'ACPR.

4.4 Performances dans une configuration multi-modèle

Après avoir étudié les performances du modèle FWMP en linéarisation classique, nous proposons dans cette partie d'appliquer le principe de la multi-modélisation à base du FWMP, où le bloc FW est maintenu constant, comme le montre la figure (4.23). L'intérêt

est de réduire le nombre de paramètres à identifier et de faciliter l'implémentation en utilisant la même structure de linéarisation pour différentes formes d'ondes.

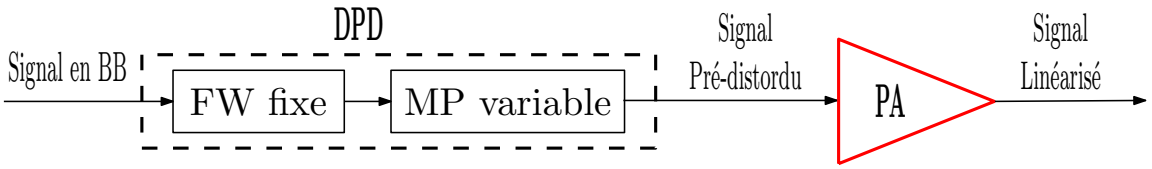


FIGURE 4.23 – DPD à base du multi-modèle FWMP

4.4.1 Cas de l'amplificateur LDMOS 50 W

Pour cette étude, les coefficients du bloc FW (θ_{FW}) sont ceux obtenus pour un signal à 10 MHz de largeur de bande et 44 dBm en puissance de sortie. Ils sont donc maintenus constants pour les deux bandes et les 4 niveaux de puissance de travail. Les résultats obtenus dans le domaine temporel (NMSE temporel) de l'identification de la DPD et de la linéarisation sont présentés dans le tableau (4.7).

		NMSE initiales (dB) avec θ_{FW}		**NMSE (dB) avec θ_{FW} fixe**	
P_{out} (dBm)	**BW (MHz)**	**Identif. (DPD)**	**Linéaris.**	**Identif. (DPD)**	**Linéaris.**
34 dBm	**10 MHz**	-33.60	-40.43	-33.60	-40.43
	20 MHz	-31.85	-48.63	-31.85	-48.58
38 dBm	**10 MHz**	-33.14	-40.38	-33.14	-40.13
	20 MHz	-34.89	-47.25	-34.84	-47.12
42 dBm	**10 MHz**	-35.77	-39.63	-35.89	-39.99
	20 MHz	-31.87	-42.94	-31.89	-43.08
44 dBm	**10 MHz**	-34.02	-35.72	-34.02	-35.72
	20 MHz	-35.29	-39.56	-35.35	-40.63

TABLE 4.7 – Performances de linéarisation en fixant les valeurs du bloc θ_{FW}

Sur ce tableau, les deux premières colonnes indiquent le point de fonctionnement (P_s et BW), la troisième colonne est consacrée aux résultats avec le bloc FW variable et la dernière avec le FW fixe. Pour chaque cas, nous présentons deux NMSE :

— *Identification (DPD) :* qui donne le NMSE issu de l'identification paramétrique de la DPD (Fig. (4.1)),

— *Linéarisation :* qui donne le NMSE du système linéarisé présenté dans la figure (4.2) soit une erreur calculée entre l'entrée et la sortie du système complet DPD et PA.

La comparaison se fait sur les sous-colonnes de la même couleur. Nous pouvons constater qu'il n'y a pas de détérioration des performances d'identification de la DPD et de la linéarisation lorsqu'on fixe les coefficients du bloc FW pour l'ensemble des cas. Le bloc MP étant variable, il a pu compenser l'effet du maintien des coefficients du premier bloc (FW).

Afin d'examiner les performances du modèle FWMP dans le domaine fréquentiel, nous avons mesuré les ACPRs (gauche et droit) avec les deux largeurs de bandes adjacentes 10 et 20 MHz, comme le montre la figure (4.24).

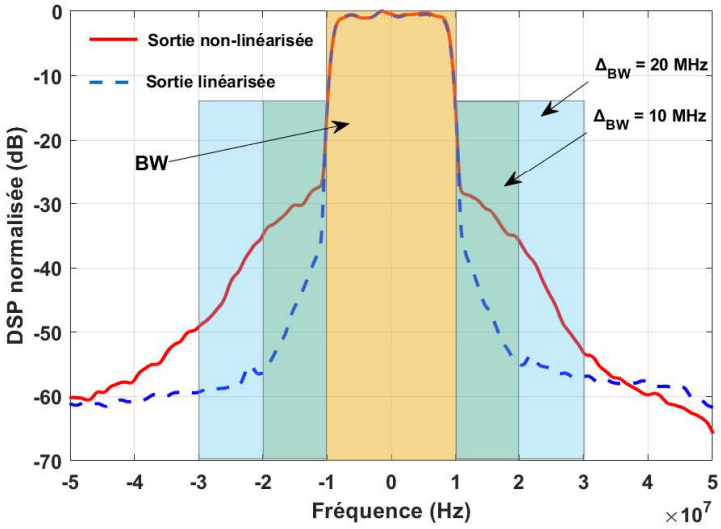


FIGURE 4.24 – Calcul des ACPRs pour différents largeurs de bandes adjacentes

Nous rappelons que les coefficients du bloc FW sont fixés pour tous les signaux. Les résultats obtenus pour les deux largeurs de bandes adjacentes mentionnées précédemment sont indiqués dans le tableau (4.8).

		ACPR pour Δ_{BW} = 10 MHz				**ACPR pour Δ_{BW} = 20 MHz**			
		Non-linéarisé		**Linéarisé**		**Non-linéarisé**		**Linéarisé**	
BW (MHz)	**P_{out} (dBm)**	ACPR G (dB)	ACPR D (dB)	ACPR G (dB)	ACPR D (dB)	ACPR G (dB)	ACPR D (dB)	ACPR G (dB)	ACPR D (dB)
10 MHz	**34**	-38.03	-35.68	-52.52	-52.44	-38.00	-35.66	-50.99	-51.11
	38	-33.11	-30.75	-52.63	-51.13	-33.09	-30.73	-51.04	-49.97
	42	-31.65	-29.49	-52.69	-51.21	-31.62	-29.47	-51.01	-50.09
	44	-28.78	-25.95	-42.53	-43.18	-28.78	-25.95	-42.18	-42.73
20 MHz	**34**	-37.49	-39.73	-53.87	-53.79	-37.27	-39.45	-53.05	-52.93
	38	-32.03	-34.36	-53.01	-53.39	-31.85	-34.13	-52.03	-52.20
	42	-31.04	-33.59	-52.90	-51.92	-30.67	-33.21	-52.16	-51.14
	44	-29.09	-31.64	-45.26	-45.75	-28.89	-31.42	-44.34	-44.76

TABLE 4.8 – Les ACPRs des systèmes non-linéarisés et linéarisés avec des largeurs des bandes adjacentes de 10 et 20 MHz

La colonne “Non-linéarisé” présente les ACPRs gauche (ACPR G) et droit (ACPR D) mesurés en sortie du PA sans linéarisation. La colonne “Linéarisé” montre les ACPRs mesurés en sortie du PA linéarisé.
À partir du tableau (4.8), nous pouvons voir que la DPD à base du modèle FWMP avec un bloc FW fixe apporte une amélioration significative pour les deux bandes et pour toutes les puissances de sortie. Cette amélioration est de l'ordre de 13 à 22 dB.

4.4.2 Cas de l'amplificateur pour les signaux numériques VHF aéronautiques

Comme pour les mesures précédentes (PA LDMOS d'ARELIS), nous traitons la possibilité d'utiliser le modèle FWMP en tant que multi-modèle avec les données du PA de TELERAD (75 W).
Dans cette étude, nous avons fixé les coefficients du bloc FW quelle que soit la fréquence porteuse et la tension de polarisation V_{dd}, et nous avons ré-identifié les nouveaux coefficients du bloc MP pour chaque modification des conditions de fonctionnement.

La figure (4.25) présente les performances en linéarisation pour des simulations du modèle FWMP avec un bloc FW fixe (noté FW+MP) et celles obtenues avec les coefficients FWMP variable (noté FWMP). Ces courbes sont obtenues pour trois fréquences porteuses. Pour chaque fréquence, il y a trois points de polarisation différents représentés par les tensions V_{dd} de 24, 28 et 32 V.
Dans l'ensemble, les performances de l'approche proposée donne des résultats similaires à l'approche où tous les coefficients du modèle FWMP sont variables. Nous notons cependant dans certains cas un écart entre les deux approches. De façon générale, fixer le bloc FW ne détériore pas les résultats et permet ainsi de simplifier l'implémentation puisque seuls les paramètres du bloc MP sont réactualisés.

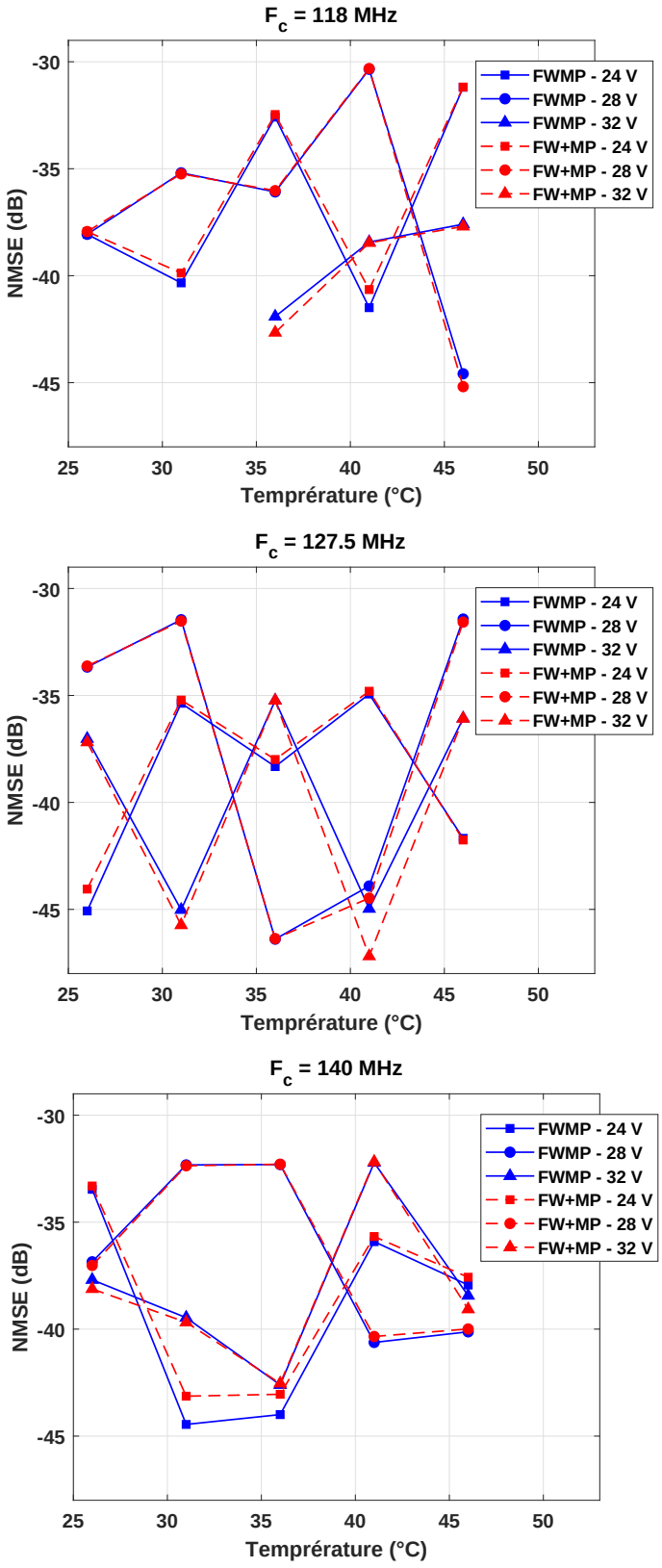


FIGURE 4.25 – Performances en linéarisation en fonction de V_{dd}

4.4.2.1 Optimisation selon les spécifications des transmissions aéronautiques

Dans le but d'étudier davantage les apports de l'approche que nous proposons, nous avons mené une étude sur les transmissions aéronautiques en tenant compte des spécifications de ce type d'applications. Les amplificateurs forte puissance sont utilisés pour ces liaisons numériques UHF/VHF aéroportées (VDL2). Les normes imposent de fortes contraintes sur les ACPR des canaux adjacents.
Dans cette étude, on appellera ACPR d'ordre n, l'ACPR dans le canal adjacent distant de n fois la valeur du canal. La linéarité, hors bande, du dispositif est caractérisée par l'ACPR d'ordre 1 et 2 sur le premier et second canal adjacent, respectivement de 25 kHz et 50 kHz, imposés tels que :

— $\mathrm{ACPR}_{L2} < -75\,\mathrm{dB}$ (second canal gauche)
— $\mathrm{ACPR}_{L1} < -65\,\mathrm{dB}$ (premier canal gauche)
— $\mathrm{ACPR}_{U1} < -65\,\mathrm{dB}$ (premier canal droite)
— $\mathrm{ACPR}_{U2} < -75\,\mathrm{dB}$ (second canal droite)

4.4.2.2 Recherche du modèle MP adéquat

Pour limiter la recherche de la structure, la première étude consiste à calculer la structure du modèle polynomial (MP) sans mémoire nécessaire pour garantir ces spécifications. Pour cela, nous prenons l'enregistrement issu du signal avec :

— un débit symbole de 10 kS/s,
— une modulation QPSK,
— une fréquence porteuse de 127.5 MHz,
— une tension V_{dd} de 27 V,
— et à une température de 36 °C.

Les résultats de cette optimisation sont présentés dans le tableau (4.9).

Nb de coeffs MP	L2 <-75 dB	L1 <-65 dB	U1 <-65 dB	U2 <-75 dB
6	-66.15	-68.47	-69.18	-66.08
7	-71.79	-73.62	-73.80	-72.29
8	-72.20	-74.33	-74.56	-72.69
9	-79.01	-78.75	-78.51	-79.20

TABLE 4.9 – Détermination du modèle MP sans mémoire

Sur ce tableau, les cellules en couleur orange indiquent les cas où les spécifications ne sont pas respectées et vice-versa pour la couleur verte. Nous constatons ici qu'un modèle MP à 9 coefficients est nécessaire pour garantir toutes les spécifications imposées par la norme. Ce modèle nous servira donc de référence pour ajuster le modèle FWMP.

4.4.2.3 Recherche du modèle FWMP minimal

L'étape suivante consiste en l'identification du modèle FWMP qui assure les mêmes performances. Le tableau (4.10) montre les résultats obtenus avec l'introduction du bloc FW. Dans ce cas et vu l'étude précédente, nous avons commencé par un modèle MP avec 9 coefficients et nous avons essayé de réduire ce nombre au maximum en compensant par le bloc FW.

Nb de coeffs du bloc MP	**Nb de coeffs du bloc FW**	**L2 <-75 dB**	**L1 <-65 dB**	**U1 <-65 dB**	**U2 <-75 dB**
9	**0**	**-79.01**	**-78.75**	**-78.51**	**-79.20**
8	0	-72.20	-74.33	-74.56	-72.69
8	2	-76.89	-77.41	-77.03	-77.59
8	**3**	**-79.15**	**-78.27**	**-77.73**	**-80.13**
8	4	-79.82	-78.56	-77.94	-80.88
7	2	-67.56	-70.74	-70.97	-68.11
7	3	-68.20	-71.22	-71.38	-68.80
7	4	-67.57	-70.68	-70.81	-68.25

TABLE 4.10 – Évaluation de l'ordre du modèle FWMP

L'analyse de ces résultats révèle qu'il est impossible de réduire le nombre de coefficients du bloc MP au-delà de 8. L'introduction du bloc FW améliore les résultats sur les bandes L2 et U2, qui sont les plus difficiles à respecter. Même si un bloc FW à 2 coefficients permet de respecter les spécifications et pour une marge de sécurité nous avons utilisé un modèle FWMP avec un bloc MP de 8 coefficients et un bloc FW de 3 coefficients. À noter que l'apport du bloc FW pour ce type de PA ne réduit pas considérablement l'ordre du modèle MP. Ceci est sans doute dû aux effets mémoire réduits du PA étudié.
La figure (4.26) montre une comparaison des spectres linéarisés hors-ligne avec les modèles MP et FWMP. Dans l'ensemble, on constate une réduction très significative de l'ACPR sur les deux bandes visées et pour les deux modèles. Le comportement des deux DPD est très proche, voir confondu.

Dans les figures (4.27) à (4.29), nous présentons un aperçu des variations des coefficients du bloc FW en fonction des trois paramètres : température, tension V_{dd} et fréquence porteuse.
Sur les courbes de la figure (4.27), on constate que la variation de la température n'a pas d'influence sur les coefficients du bloc FW. Les paramètres restent constants pour l'ensemble des températures. En fonction de la tension V_{dd} (Fig. (4.28)), la partie réelle des coefficients c_2 et c_3 est variable. C'est le même constat sur la figure (4.29) qui donne les variation en fonction de la fréquence porteuse. Néanmoins les autres courbes montrent une certaine stabilité des valeurs du bloc FW.

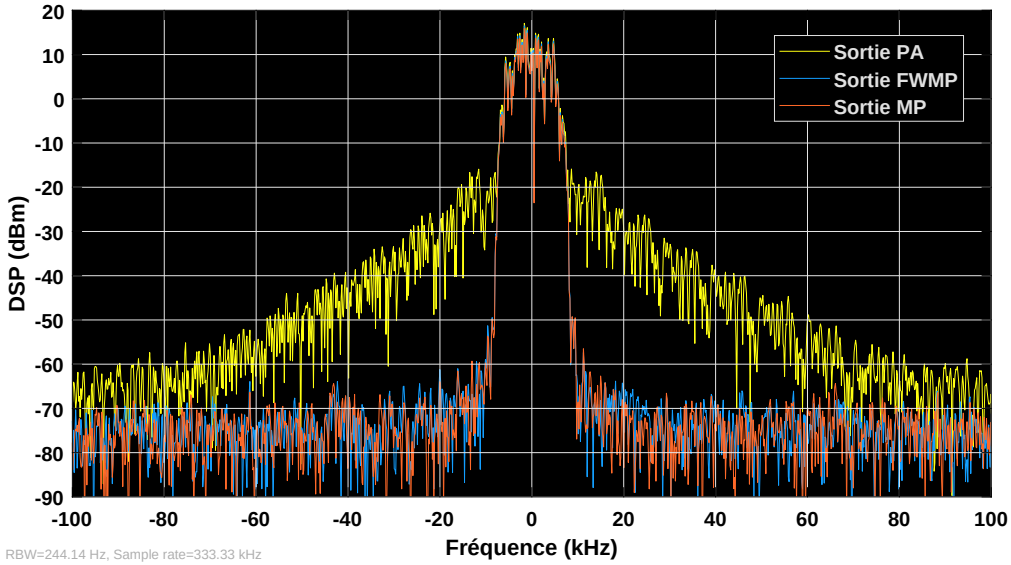


FIGURE 4.26 – Comparaison des spectres avec une DPD hors-ligne

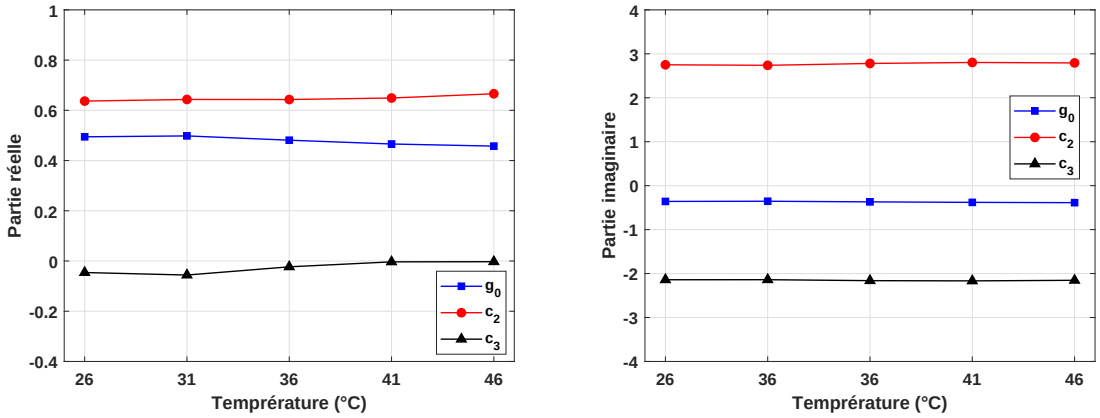


FIGURE 4.27 – Variations des coefficients du bloc FW en fonction de la température

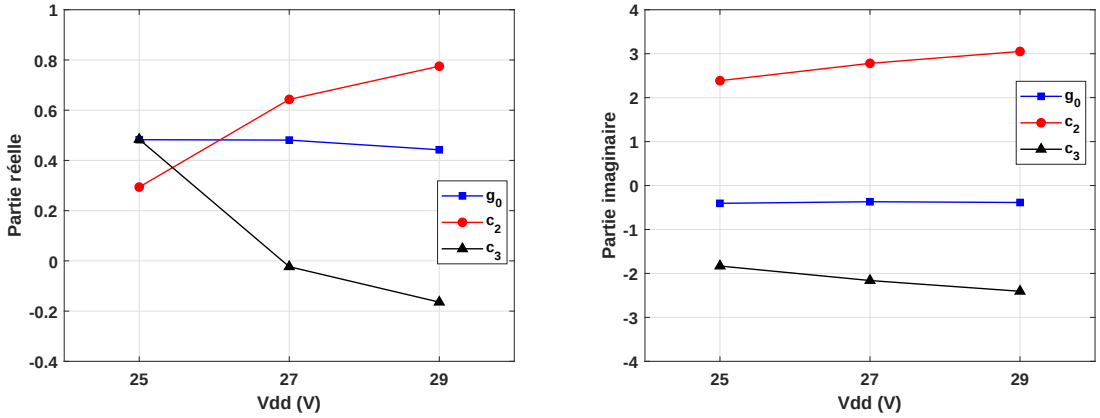


FIGURE 4.28 – Variations des coefficients du bloc FW en fonction de la tension V_{dd}

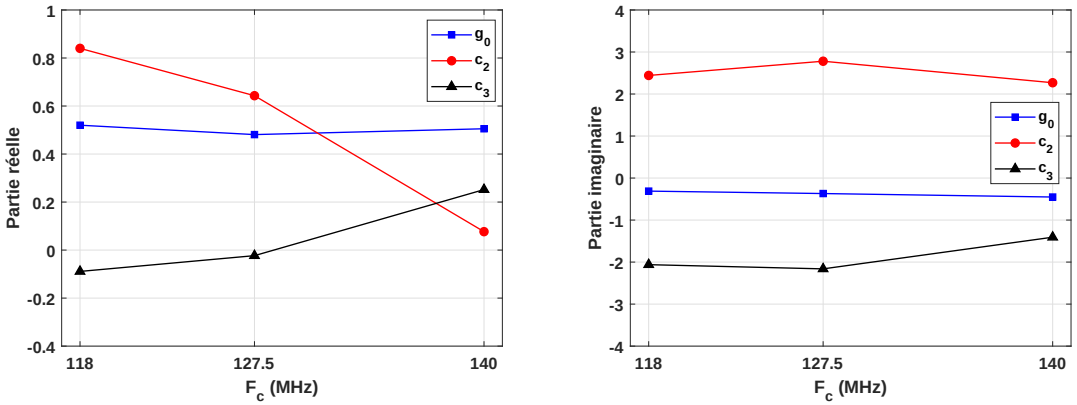


FIGURE 4.29 – Variations des coefficients du bloc FW en fonction de la fréquence porteuse

Dans la section suivante, nous allons fixer les valeurs du bloc FW et voir comment se comporte le système global DPD + PA.

4.4.2.4 Résultats du FWMP dans un contexte multi-modèles

Après avoir dimensionné le modèle FWMP selon les critères imposés par la norme, nous allons maintenant voir ses performances dans un contexte de multi-modélisation. Pour une fréquence porteuse $F_c = 127.5\,\text{MHz}$, un débit de symboles de $10\,\text{KS/s}$ et une tension $V_{dd} = 27\,\text{V}$, nous avons fixé le bloc FW quelque soit la température et identifié à nouveau le bloc MP. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau (4.11). La structure étudiée est celle obtenue précédemment à savoir un modèle FWMP avec 8 coefficients du bloc MP et 3 coefficients pour le bloc FW.

T (°C)	Modèle	L2 <-75 dB	L1 <-65 dB	U1 <-65 dB	U2 <-75 dB
26	FWMP	-79.96	-79.16	-77.49	-79.95
	FW fixe + MP	-80.19	-79.18	-77.57	-80.23
31	FWMP	-78.70	-78.26	-78.35	-79.47
	FW fixe + MP	-79.09	-78.35	-78.55	-79.81
36	FWMP	-79.15	-78.27	-77.73	-80.13
	FW fixe + MP	-79.15	-78.20	-77.63	-80.14
41	FWMP	-77.38	-76.73	-77.15	-77.10
	FW fixe + MP	-77.09	-76.58	-77.09	-76.82
46	FWMP	-78.42	-76.68	-76.27	-77.69
	FW fixe + MP	-77.98	-76.49	-76.08	-77.23

TABLE 4.11 – Résultats du multi-modèle à base du FWMP en fonction de la température

Nous constatons que le maintien des coefficients du bloc FW quelque soit la température n'a pas affecté les performances en linéarisation. Dans tous les cas, la norme de transmission est respectée.

Dans la suite, nous avons répété la même étude mais avec un bloc FW constant quelque soit la tension V_{dd} (Tab. (4.12)), pour une température de 36 °C et une fréquence porteuse de 127.5 MHz. De la même manière, le tableau (4.13) donne les résultats en fonction de la fréquence porteuse, avec une tension V_{dd} de 27 V et à une température de 36 °C.

V_{dd} (V)	Modèle	L2 <-75 dB	L1 <-65 dB	U1 <-65 dB	U2 <-75 dB
25	FWMP	-80.09	-79.77	-79.94	-79.63
	FW fixe + MP	-80.79	-79.69	-79.99	-80.35
27	FWMP	-79.15	-78.27	-77.73	-80.13
	FW fixe + MP	-79.15	-78.20	-77.63	-80.14
29	FWMP	-80.21	-79.37	-79.18	-79.58
	FW fixe + MP	-79.75	-79.18	-78.99	-78.91

TABLE 4.12 – Résultats du multi-modèle à base du FWMP en fonction de la tension V_{dd}

F_c (MHz)	Modèle	L2 <-75 dB	L1 <-65 dB	U1 <-65 dB	U2 <-75 dB
118	FWMP	-76.86	-76.83	-76.90	-76.85
	FW fixe + MP	-77.19	-76.91	-76.97	-77.14
127.5	FWMP	-79.15	-78.27	-77.73	-80.13
	FW fixe + MP	-79.15	-78.20	-77.63	-80.14
140	FWMP	-78.12	-75.61	-76.31	-78.23
	FW fixe + MP	-78.94	-75.61	-75.80	-78.85

TABLE 4.13 – Résultats du multi-modèle à base du FWMP en fonction de la fréquence porteuse

A partir de résultats des tableaux (4.12) et (4.13), nous pouvons également constater qu'il n'y a pas de détérioration des performances lorsque le bloc FW est maintenu fixe en fonction de la tension V_{dd} ou de la fréquence porteuse.

4.4.3 Résultats de la DPD en-ligne

L'ensemble de nos travaux s'oriente vers la simplification de l'implémentation en maintenant le plus possible de paramètres fixes. Ceci voit son intérêt principal dans une configuration de DPD en temps-réel où seuls certains paramètres sont à estimer. Dans cette partie, nous allons donner un aperçu des résultats obtenus avec le modèle FWMP dans le cas de la DPD adaptative.
Pour l'adaptation en-ligne, l'identification se fait échantillon par échantillon avec l'algorithme RLS (voir section (1.6.4)). Les caractéristiques du signal utilisé et les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

— Modulation : QPSK
— Débit symbole : 10 KS/s
— Fréquence porteuse : 127.5 MHz

— Tension V_{dd} : 27 V
— Température : 36 °C

Comme pour le modèle direct du PA, le multi-modèle FWMP permet de réduire la complexité et le temps de calcul des coefficients dans le cas de la DPD en-ligne (Fig. (4.30)). Puisque le bloc FW sera fixe, seuls les coefficients du bloc MP resteront à identifier et à mettre à jour.

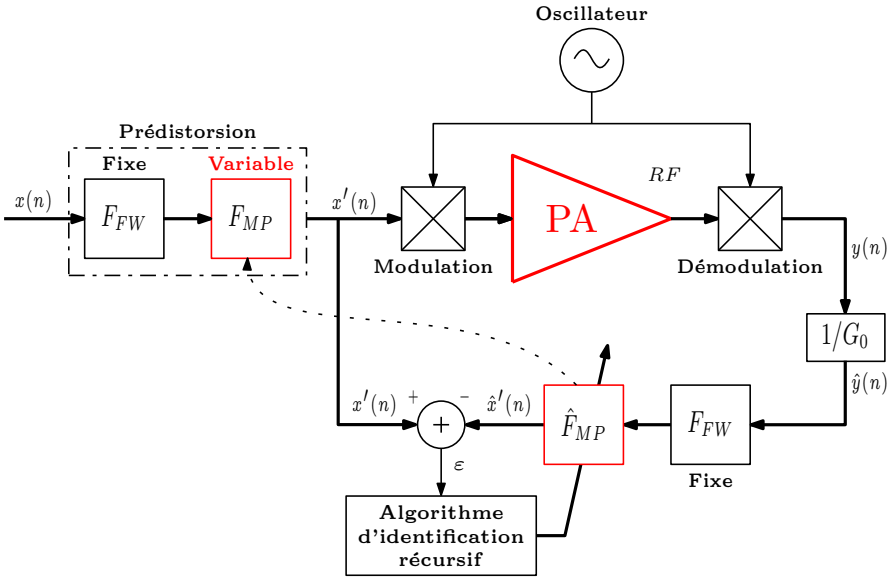


FIGURE 4.30 – Version en-ligne de l'ILA-DPD à base du multi-modèle FWMP

La figure (4.31) montre une comparaison des spectres linéarisés en-ligne avec les deux modèles MP (à 9 paramètres variables) et FWMP (à 8 paramètres variables).
Dans les deux cas, nous obtenons une baisse significative des remontées spectrales sur les bandes adjacentes. De manière plus détaillée, les résultats obtenus avec l'algorithme RLS pour les deux modèles MP et FWMP avec un bloc FW fixe sont présentés dans le tableau (4.14).

Modèle DPD	**L2 <-75 dB**	**L1 <-65 dB**	**U1 <-65 dB**	**U2 <-75 dB**
MP (9 coeffs)	-72.42	-73.96	-73.79	-71.30
FW fixe + MP (3 coeffs) + (8 coeffs)	-75.87	-77.37	-78.15	-76.79

TABLE 4.14 – Comparaison des performances du modèle MP et du FWMP pour la DPD en-ligne

Nous pouvons constater que l'utilisation du modèle MP dans un contexte de DPD adaptative ne permet pas d'assurer les performances requises dans les bandes L2 et U2. Les performances du FWMP se sont légèrement dégradées par rapport à la version hors-ligne (Tab. (4.10)), mais également les spécifications du standard sont respectées.

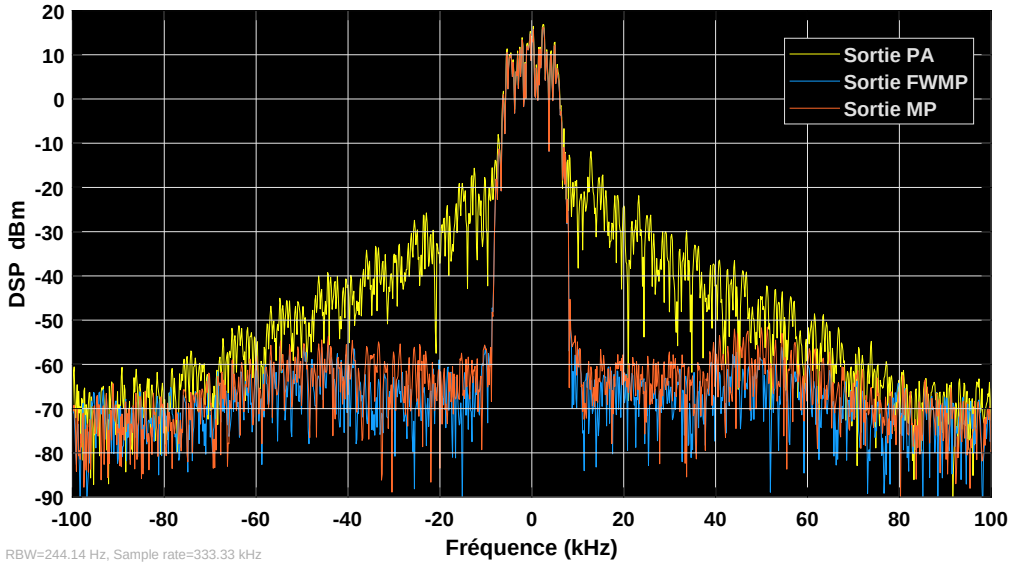


FIGURE 4.31 – Comparaison des spectres avec une DPD en-ligne

Le tableau (4.15) présente une comparaison des valeurs des coefficients des deux modèles MP et FWMP issus des deux types d'identifications hors-ligne et en-ligne. Ceci permet de voir comment évolue les paramètres entre les deux versions pour chaque modèle.

Modèle	**MP (9 coeffs)**		**FW fixe (3 coeffs) + MP (8 coeffs)**	
Coeff.	**hors-ligne**	**en-ligne**	**hors-ligne**	**en-ligne**
a_{00}	0.0052 - 0.0034j	-0.0010 + 0.0010j	0.0108 + 0.0023j	0.0109 + 0.0024j
a_{10}	0.0143 + 0.0189j	0.0192 - 0.0172j	-0.0227 - 0.0395j	-0.0234 - 0.0403j
a_{20}	-0.1675 - 0.1904j	-0.1410 + 0.1206j	0.1867 + 0.2604j	0.1881 + 0.2615j
a_{30}	1.1206 + 1.0401j	0.5685 - 0.4611j	-0.7109 - 0.8735j	-0.7038 - 0.8616j
a_{40}	-3.6533 - 3.0061j	-1.3752 + 1.0626j	1.4587 + 1.6408j	1.4224 + 1.5853j
a_{50}	6.5822 + 4.9654j	2.0506 - 1.5174j	-1.6680 - 1.7483j	-1.6043 - 1.6490j
a_{60}	-6.7278 - 4.7317j	-1.8469 + 1.3154j	1.0014 + 0.9876j	0.9520 + 0.9059j
a_{70}	3.6611 + 2.4234j	0.9219 - 0.6346j	-0.2460 - 0.2299j	-0.2317 - 0.2041j
a_{80}	-0.8248 - 0.5170j	-0.1958 + 0.1307j		
	$\times 10^2$	$\times 10^4$	$\times 10^2$	$\times 10^2$

TABLE 4.15 – Comparaison des coefficients des deux modèles issus de deux types d'identifications hors-ligne et en-ligne

Nous pouvons voir à partir du tableau (4.15) que le modèle FWMP obtenu hors-ligne est très proche de celui obtenu en-ligne avec l'algorithme RLS. Ceci n'est pas le cas du modèle MP où les valeurs des coefficients sont très différentes entre les deux contextes hors-ligne et en-ligne. Ce résultat est prévisible car le modèle MP est un modèle comportemental dépourvu de toute signification physique, contrairement au modèle FWMP dont le bloc

FW se rapproche du comportement du PA. Dans le cas du modèle FWMP, l'utilisation du bloc FW permet de rendre moins fluctuantes les variations du bloc MP.

La figure (4.32) montre un exemple de variation des coefficients du bloc MP dans le temps, avec un bloc FW fixe, à une température constante de 36 °C. La fréquence d'échantillonnage est $F_e = 333\,\text{kHz}$.

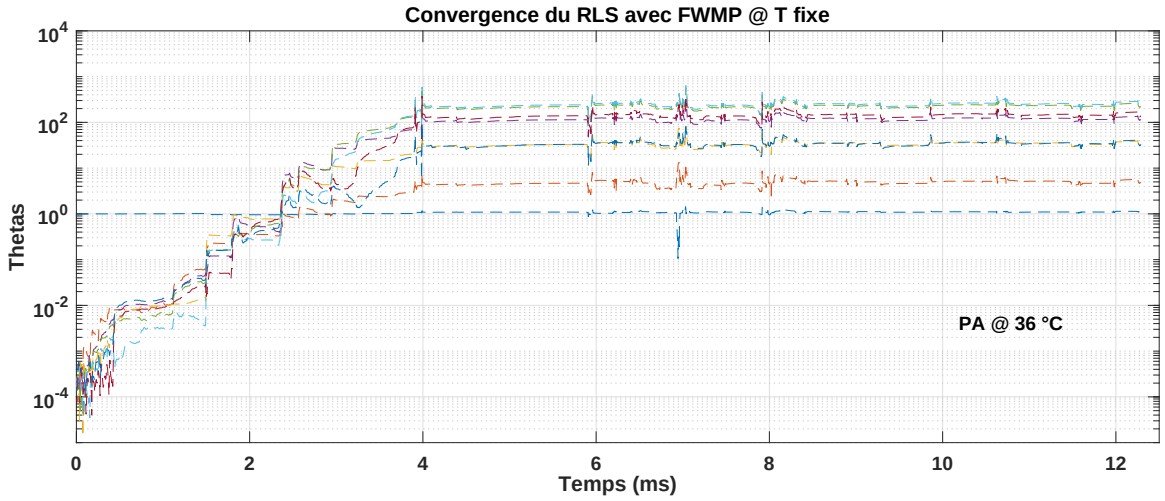


FIGURE 4.32 – Variation des coefficients du bloc MP avec une température constante

Dans cet exemple, l'algorithme RLS a pris 4 ms pour converger vers le modèle final.

Dans l'exemple suivant, nous avons fait varier la température de 26 à 36 °C, en changeant à chaque fois le modèle de PA avec les modèles précédemment identifiés à chaque température. La figure (4.33) montre les résultats obtenus.

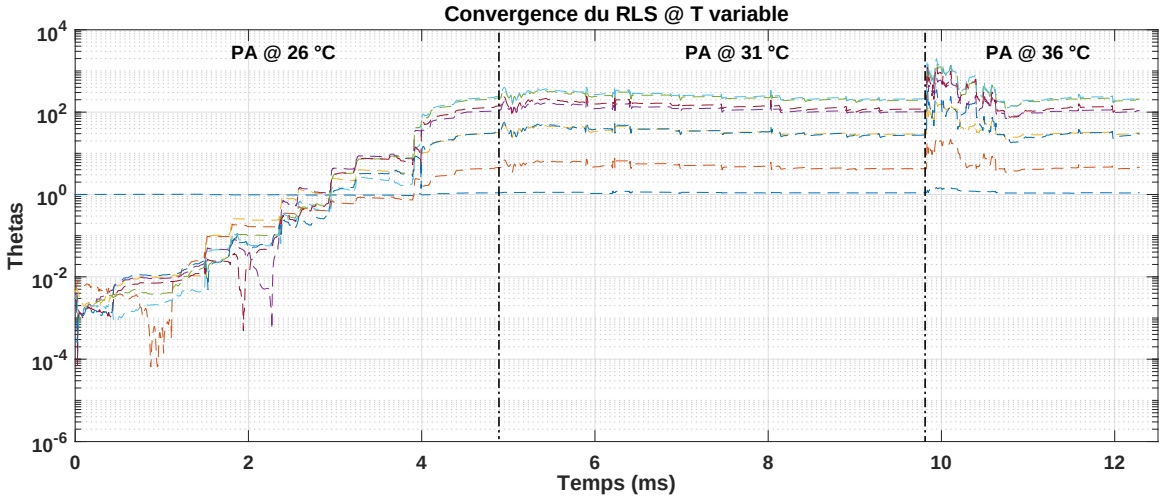


FIGURE 4.33 – Variation des coefficients du bloc MP avec une température variable

Ces résultats montrent que l'algorithme à base du modèle FWMP s'adapte rapidement aux variations de température.

La figure (4.34) présente une comparaison des deux signaux d'entrée et de sortie linéarisée pendant la phase d'apprentissage.

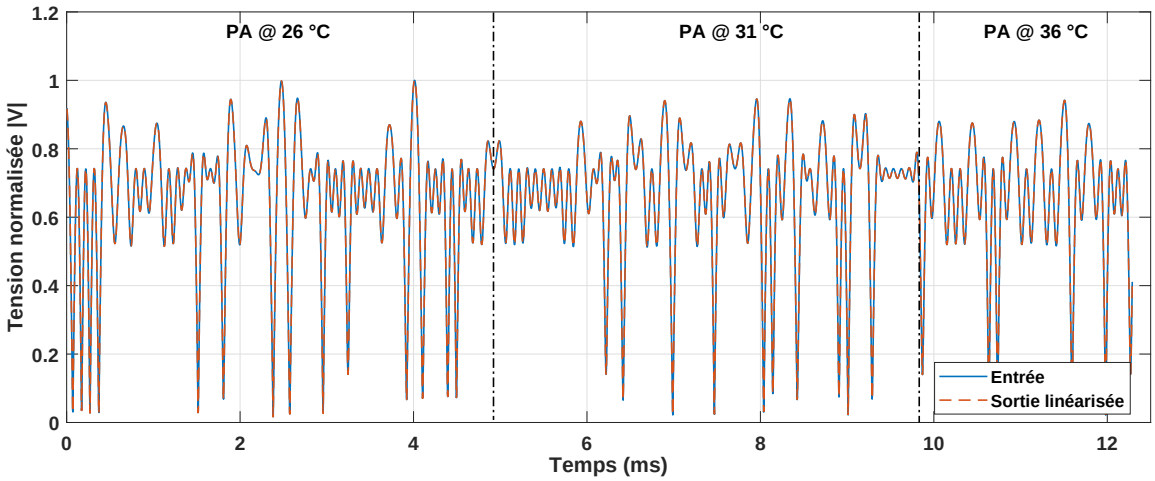


FIGURE 4.34 – Comparaison des signaux d'entrée et de sortie linéarisée

Pour une meilleure lisibilité, les erreurs de linéarisation sont indiquées sur la figure (4.35).

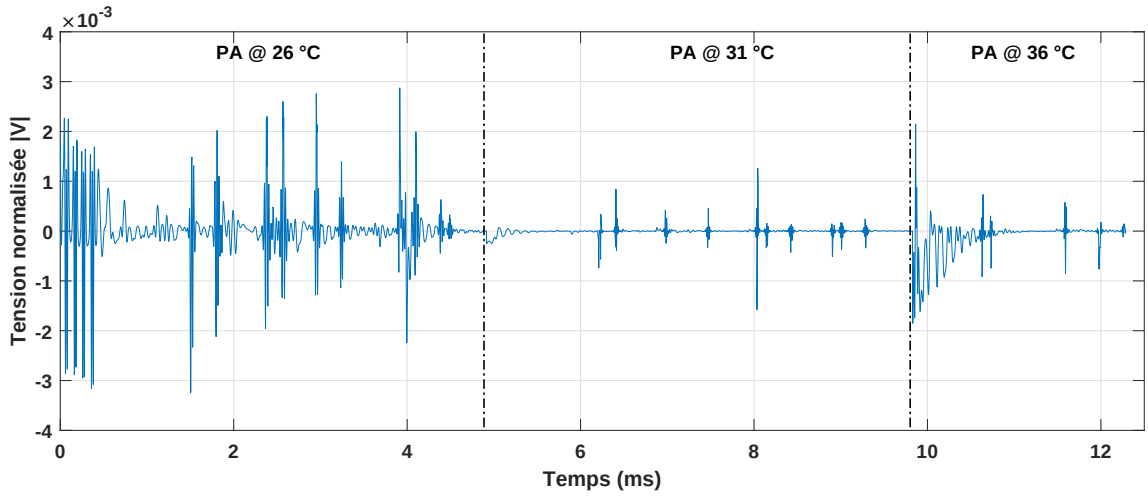


FIGURE 4.35 – Erreurs de linéarisation

Les résidus de la comparaison entre l'entrée et la sortie du PA montrent que l'écart est très réduit et que l'adaptation lors des variations de la température est robuste. L'algorithme converge après chaque changement de température.

A titre d'illustration, les courbes AM/AM avec et sans linéarisation avec la DPD adaptative sont présentées sur la figure (4.36).

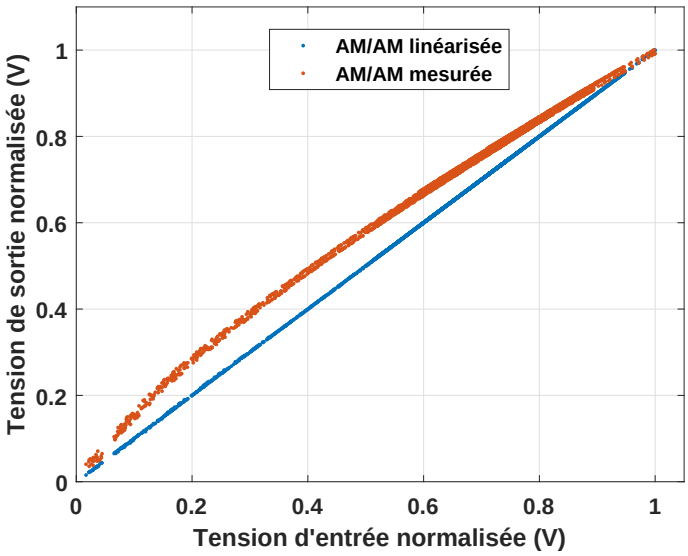


FIGURE 4.36 – Courbes AM/AM avec et sans linéarisation

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les performances du modèle FWMP dans la linéarisation de différents PA. Tout d'abord, nous avons utilisé le modèle FWMP comme modèle de DPD pour la linéarisation du comportement non-linéaire de trois amplificateurs de puissance dédiés à différentes applications et utilisant différentes formes d'onde. Les résultats obtenus montrent la robustesse du modèle proposé quels que soient les conditions de tests et le standard visé. En terme de linéarisation, le modèle FWMP présente de bonnes performances comparables à celles du modèle GMP avec l'avantage d'une structure moins complexe.

Nous avons également présenté une étude détaillée sur l'identification et l'optimisation d'un prédistorteur assurant un bon compromis complexité/performance. Les résultats présentés au cours de cette étude ont montré l'importance du bloc FW dans l'amélioration des performances d'identification et de linéarisation. La comparaison du modèle proposé avec le modèle GMP montre que nous avons pu améliorer les performances de linéarisation sans trop augmenter la complexité du modèle.

Ensuite, nous avons étudié les performances du FWMP en multi-modélisation pour la linéarisation de deux différents PA. Les résultats obtenus ont confirmé ceux présentés dans le chapitre précédent et montrent une fois de plus que le fait de figer le bloc FW, du modèle FWMP, n'influence pas trop les performances du modèle proposé.

Le respect des spécifications spectrales étant un enjeu majeur dans les radiocommunications, nous avons également mené une étude sur les performances du modèle FWMP,

pour les transmissions aéronautiques. Cette étude, réalisée en hors-ligne, visait à optimiser la structure de linéarisation en introduisant le bloc FW pour tenter de réduire le nombre de coefficients du modèle MP de base. Les résultats obtenus ont montré qu'il n'est pas possible de réduire considérablement le nombre de coefficients du bloc MP (1 coefficient dans ce cas), mais que nous avons réussi à conserver de bonnes performances tout en réduisant le nombre de coefficients à mettre à jour. En fin de chapitre, et en s'appuyant sur l'étude précédente, nous avons étudié les performances de la structure optimisée dans la linéarisation en temps réel du PA. Les résultats obtenus montrent à nouveau la robustesse de l'approche proposée. Le modèle FWMP optimisé a pu respecter les fortes contraintes imposées aux ACPR sur le second canal adjacent, ce qui n'était pas le cas pour le modèle MP seul. Nous avons également constaté que l'utilisation du bloc FW permet de limiter les variations des coefficients du bloc MP.

Conclusion générale

Cette thèse a traité de la modélisation et de la linéarisation des amplificateurs de puissance. L'enjeu principal étant la convergence vers un modèle unique, à complexité réduite, permettant la simulation et l'amélioration de la linéarité dans un contexte de reconfigurabilité.

Le premier chapitre a permis de définir les principales caractéristiques des amplificateurs de puissance RF et les métriques permettant la mesure de ses performances. La caractérisation du comportement non-linéaire du PA par rapport aux signaux large bande et les effets statiques et dynamiques (effets mémoires) ont été abordés. Un état de l'art sur les différents types de modèles utilisés pour la simulation, tels que les modèles dérivés des séries de Volterra et les modèles en blocs, a été dressé. Des parties concernant les schémas de linéarisation sont aussi présentées avec un focus sur la technique de prédistorsion numérique et les algorithmes d'identification hors-ligne et en-ligne associés. Pour ses performances et les possibilités d'adaptation aux changements de fonctionnement, c'est cette approche qui est utilisée dans nos travaux pour la reconfiguration dynamique.

Dans le deuxième chapitre, le sujet des transmissions multi-standards, qui permet de superposer plusieurs formes d'ondes et qui nécessitent des circuits électroniques larges bandes et accordables, a été abordé. L'objectif principal de tels systèmes, par rapport à un empilement de sous-systèmes dédiés, est de couvrir un grand nombre d'applications dans différents domaines en utilisant une structure unique, compacte et flexible et consommant le moins possible d'énergie pour la même qualité de service. Afin de montrer la difficulté d'un tel système, nous avons présenté les différentes normes de communication RF actuellement adoptées ainsi que les conditions de fonctionnement associées. Les différentes architectures dédiées à ce type de transmission ont été présentées avec une attention particulière au rôle important des amplificateurs de puissance dans ces systèmes. A cet effet, nous avons terminé ce chapitre sur une description du principe général de la conception des amplificateurs de puissance reconfigurables et les différentes catégories de modules d'amplification utilisées dans ce contexte.

Le troisième chapitre est dédié à l'application du principe de multi-modélisation pour la caractérisation des PA reconfigurables dans le cas des transmissions multi-bandes, multi-standards. Le principe étant de définir un modèle :

— dont l'évolution des coefficients suit une logique mathématique en fonction des changements des conditions de fonctionnement,
— ou dont la structure pourrait être décomposée en une partie dite de "mode commun" pour laquelle les coefficients varient peu et lentement, associée à une partie dite "mode différentiel" optimisée pour réduire les écarts ou les résidus, le plus rapidement possible, soit avec un nombre de coefficients réduit.

La première approche est très difficile à appliquer dans le cas de l'amplificateur de puissance, compte tenu de la grande diversité des signaux et niveaux en jeu. Ainsi, c'est vers la seconde que nous avons concentré la majeur partie de notre travail. Pour débuter, une étude des performances et du comportement du modèle GMP, connu pour ses bonnes performances en modélisation et en linéarisation, a été proposée en fonction des variations des conditions de fonctionnement. Les conclusions ont montré que ce modèle, de type boîte noire, est difficilement compatible avec le principe mode commun/mode différentiel puisque l'évolution de ses coefficients est très fluctuante. Un modèle en blocs nommé FWMP incluant une structure de type Feedback-Wiener, proche de la physique de l'amplificateur de puissance, a été proposé et étudié. Ce modèle a montré des caractéristiques intéressantes en termes de complexité et des performances comparables au modèle GMP. La contrepartie, une procédure d'estimation paramétrique sensiblement plus complexe est nécessaire puisque l'accès aux signaux internes de ce modèle est impossible en mesure. L'estimation paramétrique est donc organisée en deux phases avec la simulation des signaux du bloc FW afin de générer l'entrée du bloc MP.

Aussi, une étude sur l'évolution des coefficients du modèle proposé a été menée pour différents scénarios (variations en puissance, bande, fréquence, tension drain et température). L'étude a montré peu de variations des coefficients du bloc FW pour deux applications différentes (signaux LTE/4G et UHF/VHF). L'analyse des résultats lorsque ce bloc est considéré fixe et le bloc MP variable, montre la non-dégradation des performances. On conclut que cette approche simplifie la procédure d'estimation paramétrique puisqu'elle supprime naturellement la première phase d'identification nécessaire à la connaissance du bloc FW. Dans un contexte en-ligne, cette simplification est très importante car elle réduit les calculs et la complexité de l'implémentation.

La deuxième contribution de cette thèse, présentée dans le dernier chapitre, consiste en l'étude des performances du modèle FWMP dans la linéarisation des amplificateurs

de puissance. Trois types de PA avec des caractéristiques et des domaines d'applications variés ont été étudiés afin de tester notre approche. Les modèles GMP et/ou MP étant toujours pris comme point de comparaison selon le contexte. Les résultats obtenus montrent la robustesse du modèle proposé quels que soient les conditions de tests et le standard visé. En terme de linéarisation, le modèle FWMP présente de bonnes performances comparables à l'état de l'art, avec l'avantage d'une structure moins complexe, notamment lorsque les effets mémoires sont prononcés. L'étude détaillée sur le PA de NXP, avec une optimisation du linéariseur FWMP, montre l'importance et la contribution du bloc FW dans l'amélioration de la linéarité. D'après les résultats obtenus, et en comparaison avec le modèle GMP, nous avons constaté qu'il est possible d'atteindre les mêmes résultats avec une complexité réduite.
Comme pour la modélisation des PA, une étude sur l'utilisation du modèle FWMP en tant que DPD reconfigurable avec l'approche multi-modèle a été réalisée. Les résultats obtenus ont confirmé ceux présentés dans le chapitre 3 et ont montré les possibilités de réduire le nombre de coefficients à estimer en fixant le bloc FW. Pour des liaisons numériques VHF aéroportées où les spécifications fréquentielles sont sévères, une étude a montré la possibilité de réduire l'ACPR pour les deux canaux adjacents, et respecter ainsi le masque d'émission. Concernant la DPD adaptative, l'introduction du bloc FW a permis de pallier aux inconvénients du modèle MP seul qui induit des remontées hors-bande, notamment sur le second canal.

Ce travail a donc permis la mise au point d'un modèle qui répond à la problématique de la modélisation et la linéarisation des PA reconfigurables. Au terme de ces travaux, des voies de recherche se dégagent et mériteraient d'être abordées.

La première perspective concerne l'implémentation de ce modèle au sein de l'émetteur. Nos travaux de validation expérimentale se basent sur la génération hors-ligne des signaux permettant la linéarisation. Aucune implémentation sur un composant programmable de type FPGA/DSP n'a été entreprise, même si l'implémentation de ce modèle ne semble pas différé du modèle GMP.

Dans le même cadre, la reconfigurabilité a été étudiée au travers de mesures pour différents points de fonctionnement, en réalisant des variations de la puissance, de la bande ou encore de la fréquence d'émission. Dans des conditions réalistes, la transmission est en continu et le basculement entre les différentes conditions s'effectue en temps réel, généralement par sauts, ce qui engendre sûrement d'autres problématiques et accentue les effets non-linéaires du PA. Il serait donc intéressant de tester le modèle FWMP dans une telle configuration et d'étendre la validation à d'autres critères tels que l'EVM ou

le BER, en fonction des spécifications. De même, il est important d'étendre cette étude aux amplificateurs GAN qui présentent de très bonnes performances en puissance et en couverture fréquentielle, et qui sont de bons candidats pour les émetteurs reconfigurables.

Pour répondre au compromis linéarité/rendement, nous proposons aussi de prospecter sur l'optimisation conjointe de la linéarisation et de la réduction du PAPR. Pour ouvrir cette voie, il serait possible de définir un critère composite à optimiser avec des poids différents entre ces deux parties. Pour la partie linéarisation, la DPD est une très bonne candidate puisqu'elle est basée sur la minimisation d'un critère quadratique entre l'entrée et la sortie du PA, ce qui permet naturellement de l'intégrer dans un critère conjoint. Reste à définir une méthode reposant sur le même principe, à savoir la définition d'une fonction coût à minimiser pour la réduction du facteur de crête. La méthode Tone Reservation semble bien convenir car la recherche du signal de correction est basée sur l'erreur entre le signal original et un seuil d'écrêtage. Dans le cas des modulations multi-porteuses, conjuguer et surtout lier la correction des valeurs des sous-porteuses nulles du standard et l'adaptation du linéariseur FWMP est un axe de recherche intéressant.

Bibliographie

[1] E. H. Armstrong ; A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 24(5) :689–740, Mai 1936.

[2] B. Carlson ; *Communication systems : Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. New York : McGraw-Hill Education, 1986.

[3] P. B. Kenington ; *High Linearity RF Amplifier Design*. Boston, MA : Artech House Publishers, 2000.

[4] S. C. Cripps ; *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston : Artech House Publishers, 1999.

[5] M. C. Jeruchim, P. Balaban, et K. S. Shanmugan ; *Simulation of Communication Systems : Modeling, Methodology and Techniques, 2e éd.*. Springer US, 2000.

[6] S. Maas ; *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Artech House Publishers, 2003.

[7] A. Katz ; Linearization : Reducing distortion in power amplifiers. *IEEE Microwave Magazine*, 2(4) :37–49, Déc. 2001.

[8] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees et J. Benedikt ; On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(10) :665–667, Sep. 2009.

[9] N. Carvalho et J. Pedro ; Multi-tone intermodulation distortion performance of 3rd order microwave circuits. *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, 2 :763–766, Juin 1999.

[10] T. Reveyrand ; *Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2002.

[11] T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J. Nébus, E. Ngoya, J. Sombrin, et D. Roques ; A novel experimental noise power ratio characterization method for multicarrier microwave power amplifiers. *ARFTG Conference Digest-Spring*, 55th, 1–5, Juin 2000.

[12] N. Boulejfen, A. Harguem, O. Hammi, F. M. Ghannouchi, et A. Gharsallah ; Analytical prediction of spectral regrowth and correlated and uncorrelated distortion in multicarrier wireless transmitters exhibiting memory effects. *Antennas Propagation IET Microwaves*, 4(6) :685–696, Juin 2010.

[13] M. McKinley, C. A. Remley, M. Myslinski, et J. S. Kenney ; EVM Calculation for Broadband Modulated Signals. *ARFTG Microwave Measurement Conference*, 45–52, Déc. 2004.

[14] N. Pothecary ; *Feedforward Linear Power Amplifiers*. Artech House Microwave Library, Hardcover,1999.

[15] D. Schreurs, M. O'Droma, A. Goacher et M. Gadringer ; *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*. Cambridge University Press, Cambridge, 2008.

[16] S. Benedetto et E. Biglieri ; *Principles of Digital Transmission : With Wireless Applications*. Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York, 1999.

[17] S.P. Stapleton et F.C. Costescu ; An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacent channel emissions. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 41(1) :49–567, Fév. 1992.

[18] N. Messaoudi, M.C. Fares, S. Boumaiza et J. Wood ; Complexity reduced odd-order memory polynomial pre-distorter for 400-watt multicarrier Doherty amplifier linearization. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 419–422, Juin 2008.

[19] P. Gilabert, G. Montoro et E. Bertran ; On the Wiener and Hammerstein models for power amplifier predistortion. *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Déc. 2005.

[20] C. Rapp ; Effects of HPA-nonlinearity on a 4-dpsk/ofdm-signal for a digital sound broadcasting system. *Proc. 2nd Eur. Conf. Satellite Communications*, Liège, Belgique, pp. 179–184, Oct. 1991.

[21] M. Schetzen ; *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*. Krieger Publishing Co., Inc., Melbourne, FL, USA, 2006.

[22] J. C. Pedro et S. A. Maas ; A comparative overview of microwave and wireless power amplifier behavioral modeling approaches. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 53(4) :1150–1163, Avril 2005.

[23] J. Kim et K. Konstantinou ; Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory. *Electronics Letters*, 37(23) :1417–1418, Nov. 2001.

[24] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Z. Zierdt et J. Pastalan ; A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers. *IEEE Trans. Signal Process.*, 54(10) :3852–3860, Oct. 2006.

[25] S. Afsardoost, T. Eriksson et C. Fager ; Digital predistortion using a vector-switched model. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 60(4) :1166–1174, Avril 2012.

[26] A. Tehrani, H. Cao, S. Afsardoost, T. Eriksson, M. Isaksson et C. Fager ; A comparative analysis of the complexity/accuracy tradeoff in power amplifier behavioral models. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 58(6) :1510–1520, Juin 2010.

[27] R. Raich, H. Qian et G. Zhou ; Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design. *IEEE Trans. Vehicular Techn.*, 53(5) :1468–1479, Sep. 2004.

[28] F. Giri et E.-W. Bai ; *Block Oriented Nonlinear System Identification*. Springer, 2010.

[29] S. Benedetto et E. Biglieri ; Nonlinear equalization of digital satellite channels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC–1, pp. 57–62, Jan. 1983.

[30] M. Schoukens et K. Tiels ; Identification of nonlinear block-oriented systems starting from linear approximations : A survey. *Automatica*, vol. 85, pp. 272–292, Nov. 2017.

[31] A. Zhu ; Decomposed vector rotation-based behavioral modeling for digital predistortion of RF power amplifiers. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 63(2) :737–744, Fév. 2015.

[32] L. O. Chua et S. M. Kang ; Section-wise piecewise-linear functions : Canonical representation, properties, and applications. *Proceedings of the IEEE*, 65(6) :915–929, Juin 1977.

[33] Q.-J. Zhang, K. C. Gupta et V. K. Devabhaktuni ; Artificial neural networks for rf and microwave design - from theory to practice. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 51(4) :1339–1350, Avril 2003.

[34] T. Liu, S. Boumaiza et F. Ghannouchi ; Dynamic behavioral modeling of 3g power amplifiers using real-valued time-delay neural networks. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 52(3) :1025–1033, Mars 2004.

[35] M. Rawat et F. Ghannouchi ; Distributed spatiotemporal neural network for nonlinear dynamic transmitter modeling and adaptive digital predistortion. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 61(3) :595–608, Mars 2012.

[36] F. Tabatabai et H. S. Al-Raweshidy ; Feedforward Linearization Technique for Reducing Nonlinearity in Semiconductor Optical Amplifier. *Journal of Lightwave Technology*, 25(9) :2667–2674, Sṕ. 2007.

[37] C. L. Larose et F. M. Ghannouchi ; Optimization of feedforward amplifier power efficiency on the basis of drive statistics. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 51(1) :41–54, Jan. 2003.

[38] G. Zhao, F.M. Ghannouchi, F. Beauregard et A.B. Kouki ; Digital implementations of adaptive feedforward amplifier linearization techniques. *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, USA, pp. 543–546, 1996.

[39] X. Yang, D. Chaillot, P. Roblin, W-R. Liou, J. Lee, H-D Park, J. Strahler et M. Ismail ; Poly-Harmonic Modeling and Predistortion Linearization for Software-Defined Radio Upconverters. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 58(8) :2125–2133, Juil. 2010.

[40] T. Arthanayake et H. B. Wood ; Linear amplification using envelope feedback. *Electronics Letters*, 7(7) :145–146, Avril 1971.

[41] I. Meier et J.B. De Swardt ; Error-feedback for amplifier linearization. *In Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing COMSIG'98* , pp. 381–386, 1998.

[42] N. Imai, T. Nojima et T. Murase ; Novel linearizer using balanced circulators and its application to multilevel digital radio systems. *IEEE Trans. Vehicular Techn.*, 37(8) :1237–1243, Août 1989.

[43] S. P. Stapleton et F. C. Costescu ; An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacent channel emissions (mobile communications). *IEEE Trans. Vehicular Techn.*, 41(1) :49–56, Fév. 1992.

[44] G. Satoh ; Linearizer for high-power traveling-wave tube amplifier. *Electronics and Communications in Japan*, 62(10) :702–703, Oct. 1979.

[45] C. Mallet ; *Prédistorsion analogique pour amplificateurs de puissance en bande Ku (13.75 - 14.5 GHz).* Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2018.

[46] Y. Kim, I.S. Chang et Y.C. Jeong ; An Analog Predistortion Linearizer Design. *Microwave Journal*, 48(2) :118–126, Fév. 2005.

[47] W. Woo, M. Miller et J. S. Kenney ; Predistortion linearization system for high power amplifiers. *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Fort Worth, TX, USA, pp. 677–680, 2004.

[48] W. Woo et J. S. Kenney ; A predistortion linearization system for high power amplifiers with low frequency envelope memory effects. *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, CA, USA, 2005.

[49] W.-J. Kim, S. P. Stapleton, J. H. Kim et C. Edelman ; Digital predistortion linearizes wireless power amplifiers. *IEEE Microwave Magazine*, 6(3) :54–61, Sep. 2005.

[50] Pere Lluis Gilabert Pinal ; *Multi Look-Up Table Digital Predistortion for RF Power Amplifier Linearization.* Thèse de Doctorat, Université Polytechnique de Catalogne, Barcelone, Espagne, Déc. 2007.

[51] B. Ai, Z. Yang, C. Pan, S. Tang et T. Zhang ; Analysis on LUT Based Predistortion Method for HPA with Memory. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 53(1) :127–131, Mars 2007.

[52] F. M. Barradas, T. R. Cunha, P. M. Lavrador et J. C. Pedro ; Polynomials and LUTs in PA Behavioral Modeling : A Fair Theoretical Comparison. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 62(12) :3274–3285, Déc. 2014.

[53] K. Finnerty, J. Dooley et R. Farrell ; Cartesian pre-distortion using a sigma delta modulator for multi-standard RF power amplifiers. *2005 IET Irish Signals and Systems Conference*, Maynooth, Irlande, pp. 1–5, 2012.

[54] S. N. Ba, K. Waheed et G. Tong Zhou ; Optimal spacing for a polar look-up table predistorter. *2007 IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems*, Montreal, Canada, pp. 189–192, 2007.

[55] G. Coviello, F. Cannone et G. Avitabile ; Robust behavioral non uniform look-up table spacing in adaptive digital baseband predistortion technique for RF power amplifier. *2013 Africon*, Pointe-Aux-Piments, Maurice, pp. 1–5, 2013.

[56] J. K. Cavers ; Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers. *IEEE Trans. Vehicular Techn.*, 48(5) :1699–1705, Sep. 1999.

[57] D. Psaltis, A. Sideris et A. A. Yamamura ; A multilayer neural network controller. *IEEE Control Systems Magazine*, 8(2) :17–21, Avril 1988.

[58] C. Eun et E. J. Powers ; A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture. *IEEE Trans. Signal Processing*, 45(1) :223–227, Jan. 1997.

[59] A. Cesari ; *Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF.* Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, Sep. 2008.

[60] A. Zhu, P. Draxler, J. Yan, T. J. Brazil, D. F. Kimball et P. M. Asbeck ; Open-Loop Digital Predistorter for RF Power Amplifiers Using Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Series. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 56(7) :1524–1534, Juil. 2008.

[61] D. R. Morgan, Z. Ma et L. Ding ; Reducing measurement noise effects in digital predistortion of RF power amplifiers. *IEEE International Conference on Communications*, Anchorage, AK, USA, vol. 4 ,pp. 2436–2439, 2003.

[62] A. Cesari ; *Digital Baseband Modeling and Correction of Radio Frequency Power Amplifiers.* Thèse de Doctorat, Institut royal de technologie, Stockholm, Suède, 2012.

[63] P. N. Landin, A. E. Mayer et T. Eriksson ; MILA - A noise mitigation technique for RF power amplifier linearization. *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, Barcelone, Espagne, 2014.

[64] S. Amin, E. Zenteno, P. N. Landin, D. Rönnow, M. Isaksson et P. Händel ; Noise impact on the identification of digital predistorter parameters in the indirect learning architecture. *2012 Swedish Communication Technologies Workshop*, Lund, Suède, 2012.

[65] D. Zhou et V. DeBrunner ; A novel adaptive nonlinear predistorter based on the direct learning algorithm. *2004 IEEE International Conference on Communications*, Paris, France, pp. 2362–2366, 2004.

[66] D. Zhou et V. DeBrunner ; Novel Adaptive Nonlinear Predistorters Based on the Direct Learning Algorithm. *IEEE Trans. Signal Processing*, 55(1) :120–133, Jan. 2007.

[67] R. N. Braithwaite ; A comparison of indirect learning and closed loop estimators used in digital predistortion of power amplifiers. *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, USA, 2015.

[68] P. Jardin et G. Baudoin ; Filter Lookup Table Method for Power Amplifier Linearization. *IEEE Trans. Vehicular Techn.*, 56(3) :1076–1087, Mai 2007.

[69] G.T. Zhou et R. Raich ; Spectral Analysis of Polynomial Nonlinearity with Applications to RF Power Amplifiers. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, pp. 1831–1840, Déc. 2004.

[70] D. G. Taylor et Song Li ; Damped Gauss-Newton method for direct stable inversion of continuous-time nonlinear systems. *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Roanoke, VA, USA, vol. 1 ,pp. 606–610, 2003.

[71] S. Bachir, C. Nicusor et C. Duvanaud ; Linearization of RF Power Amplifiers Using Adaptive Kalman Filtering Algorithm. *Journal of Circuits, Systems, and Computers, World Scientific*, 20(6) :1001–1008, 2011.

[72] S. Haykin ; *Adaptive Filter Theory.* Prentice Hall, 2002.

[73] J. Dubois, M. Djoko-Kouam et A. Skrzypczak ; Comparison of adaptive algorithms performance for power amplifiers linearization in a DVB-T context. *2010 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing*, Suzhou, Chine, 2010.

[74] K. Walsh et J. Johnson ; 3G/4G multimode cellular front end challenges. *RFMD white paper*, 2009.

[75] M-D. Tsai et al. ; 13.1 A fully integrated multimode front-end module for GSM/EDGE/TD-SCDMA/TD-LTE applications using a Class-F CMOS power amplifier. *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, CA, USA, pp. 216–217, 2017.

[76] P. G. Blanken, R. Karadi et H. J. Bergveld ; A 50MHz bandwidth multi-mode PA supply modulator for GSM, EDGE and UMTS application. *2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Atlanta, GA, USA, pp. 401–404, 2008.

[77] C. P. Lee et al. ; A multistandard, multiband SoC with integrated BT, FM, WLAN radios and integrated power amplifier. *2010 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, CA, USA, pp. 454–455, 2010.

[78] K. Vavelidis et al. ; A dual-band 5.15-5.35-GHz, 2.4-2.5-GHz 0.18-/spl mu/m CMOS transceiver for 802.11a/b/g wireless LAN. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 39(7) :1180–1184, Juil. 2004.

[79] H. Magnusson et H. Olsson ; Multiband multi-standard transmitter using a compact power amplifier driver. *2005 IEEE Radio Frequency integrated Circuits Symposium - Digest of Papers*, Long Beach, CA, USA, pp. 491–494, 2005.

[80] H. Darabi et al. ; A dual-mode 802.11b/bluetooth radio in 0.35-/spl mu/m CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(3) :698–706, Mars 2005.

[81] D. Martynenko, G. Fischer, O. Klymenko, D. Kreiser et S. Olonbayar ; High-band ultra-wideband transmitter for IEEE 802.15.4a standard. *2013 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sydney, NSW, Australie, pp. 165–169, 2013.

[82] B. Kim, D. Lee, S. Hong et M. Park ; A Multi-Band CMOS Power Amplifier Using Reconfigurable Adaptive Power Cell Technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(8) :616–618, Août 2016.

[83] S. Kang, U. Kim, Y. Kwon et J. Kim ; A multi-mode multi-band reconfigurable power amplifier for low band GSM/UMTS handset applications. *2013 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, Santa Clara, CA, USA, pp. 16–18, 2013.

[84] B. Mohr et al. ; An RFDAC based reconfigurable multistandard transmitter in 65 nm CMOS. *2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Montreal, QC, Canada, pp. 109–112, 2012.

[85] B. Mohr, J. H. Mueller, Y. Zhang, B. Thiel, R. Negra et S. Heinen ; A digital centric CMOS RF transmitter for multistandard multiband applications. *2014 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Tampa, FL, USA, pp. 221–224, 2014.

[86] J. Kim, D. Kim, Y. Cho, D. Kang, B. Park, K. Moon, S. Koo et B. Kim ; Highly Efficient RF Transmitter Over Broad Average Power Range Using Multilevel Envelope-Tracking Power Amplifier. *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, 62(6) :1648–1657, Juin 2015.

[87] L. R. Kahn ; Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration. *in Proceedings of the IRE*, 40(7) :803–806, Juil. 1952.

[88] V. Camarchia, M. Pirola, R. Quaglia, S. Jee, Y. Cho et B. Kim ; The Doherty Power Amplifier : Review of Recent Solutions and Trends. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 63(2) :559–571, Fév. 2015.

[89] T. Kitahara, T. Yamamoto et S. Hiura ; Doherty power amplifier with asymmetrical drain voltages for enhanced efficiency at 8 dB backed-off output power. *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Baltimore, MD, USA, 2011.

[90] D. Y. Wu, J. Annes, M. Bokatius, P. Hart, E. Krvavac et G. Tucker ; A 350 W, 790 to 960 MHz wideband LDMOS doherty amplifier using a modified combining scheme. *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Tampa, FL, USA, 2014.

[91] J. J. Yan, C. Hsia, D. F. Kimball et P. M. Asbeck ; GaN Envelope Tracking Power Amplifier with More Than One Octave Carrier Bandwidth. *2011 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, Waikoloa, HI, USA, 2011.

[92] D. Kim, D. Kang, J. Choi, J. Kim, Y. Cho et B. Kim ; Optimization for Envelope Shaped Operation of Envelope Tracking Power Amplifier. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 59(7) :1787–1795, Juil. 2011.

[93] V. Pinon, F. Hasbani, A. Giry, D. Pache et C. Garnier ; A Single-Chip WCDMA Envelope Reconstruction LDMS PA with 130MHz Switched-Mode Power Supply. *IEEE International Solid State Circuit Conference Digest*, pp. 564–636, 2008.

[94] K. Y. Kim, W. Y. Kim et C. S. Park ; Dual-Mode High-Dynamic Range Class E HBT Power Amplifier for WCDMA EER Transmitter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 20(10) :572–574, Oct. 2010.

[95] Qorvo ; *RF2173 GSM Power Amplifier.* Fiche technique du produit, Lien : https ://www.qorvo.com/products/p/RF2173.

[96] Qorvo ; *RF3511 WCDMA Band 1 Power Amplifier Module.* Fiche technique du produit, Lien : https ://www.qorvo.com/products/p/RF3511.

[97] Qorvo ; *RF7320 LTE Band 20 Linear Power Amplifier Module.* Fiche technique du produit, Lien : https ://www.qorvo.com/products/p/RF7320.

[98] N. Cheng et J. P. Young ; Challenges and Requirements of Multimode Multiband Power Amplifiers for Mobile Applications. *2011 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, Waikoloa, HI, USA, 2011.

[99] P. Ferris, G. Tant, A. Giry, J. D. Arnould et J. M. Fournier ; A 130-nm SOI CMOS reconfigurable multimode multiband power amplifier for 2G/3G/4G handset applications. *2016 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, San Francisco, CA, USA, pp. 254–257, 2016.

[100] D. Kang, D. Yu, K. Min, K. Han, J. Choi D. Kim, B. Jin, M. Jun et B. Kim ; A Highly Efficient and Linear Class-AB/F Power Amplifier for Multimode Operation. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 56(1) :77–87, Jan. 2008.

[101] A. F. Aref et R. Negra ; A Fully Integrated Adaptive Multiband Multimode Switching-Mode CMOS Power Amplifier. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 60(8) :2549–2561, Août 2012.

[102] J. H. Kim, K. Y. Kim, Y. H. Choi et C. S. Park ; A power efficient W-CDMA smart power amplifier with emitter area adjusted for output power levels. *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Fort Worth, TX, USA, pp. 1165–1168, 2004.

[103] J. Kim et al. ; A Linear Multi-Mode CMOS Power Amplifier With Discrete Resizing and Concurrent Power Combining Structure. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(5) :1034–1048, Mai 2011.

[104] J. Jung, G. Lee et J. Song ; A SiGe HBT power amplifier with integrated mode control switches for LTE applications. *2013 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Austin, TX, USA, pp. 238–240, 2013.

[105] G. Hau et M. Singh ; Multi-mode WCDMA power amplifier module with improved low-power efficiency using stage-bypass. *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Anaheim, CA, USA, pp. 163–166, 2010.

[106] A. A. M. Saleh ; Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Trans. on Communications*, 29(11) :1715–1720, Nov. 1981.

[107] J.F. Sevic, M.B. Steer et A.M. Pavio, Nonlinear analysis methods for the simulation of digital wireless communication systems. *Int. J. Microw. Mill.¬Wave Comput.¬Aided Eng.*, 6(3) :197–216, Mai 1996.

[108] A. Ghorbani et M. Sheikhan ; The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission. *1991 Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications*, Loughborough, Royaume-Uni, pp. 193–197, 1991.

[109] M. Honkanen et S-G. Haggman ; New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations. *8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finlande, pp. 844–848, 1997.

[110] D. J. Williams, J. Leckey et P. J. Tasker ; A study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system. *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seattle, WA, USA, pp. 1841–1844, 2002.

[111] N. Borges de Carvalho and J. C. Pedro ; A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 50(9) :2090–2101, Sept. 2002.

[112] H. Ku, M. D. McKinley et J. S. Kenney ; Quantifying memory effects in RF power amplifiers. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 50(12) :2843–2849, Déc. 2002.

[113] V. Volterra ; *Theory of functionals and of integral and integro-differential equations.* Blackie and Son Limited, Londres, 1930.

[114] E. Ngoya, C. Quindroit et J. M. Nebus ; On the Continuous-Time Model for Nonlinear-Memory Modeling of RF Power Amplifiers. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 57(12) :3278–3292, Déc. 2009.

[115] R. Marsalek ; *Contribution à la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique adaptative en bande de base.* Thèse de Doctorat, Université Marne-la-Vallée, France, 2003.

[116] R Murray-Smith et T. Johansen ; *Multiple Model Approaches To Nonlinear Modelling And Control.* Taylor & Francis, Londres, 1997.

[117] R. Orjuela, B. Marx, J. Ragot et D. Maquin ; Conception d'observateurs robustes pour des systèmes non linéaires incertains : une stratégie multimodèle. *5ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique*, Bucarest, Roumanie, Sept. 2008.

[118] D. Ichalal, B. Marx, J. Ragot et D.Maquin ; Diagnostic des systèmes non linéaires par approche multimodèle. *Workshop Surveillance, Sûreté et Scurité des Grands Systèmes*, Troyes, France, Juin 2008.

[119] M. Chadli ; *Stabilité et Commande des Systèmes Décrits par des Multimodèles*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, Déc. 2002.

[120] A. Akhenak ; *Conception d'observateurs nonlinéaires par approche multimodèle : application au diagnostic*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, Déc. 2004.

[121] Z. Kardous ; *Sur la modélisation et la commande multimodèle des processus complexes et/ou incertains*. Thèse de Doctorat, , École Centrale de Lille, Université des Sciences Technologiques de Lille, École Nationale d'Ingénieures de Tunis, 2004.

[122] R. Orjuela, B. Marx, J. Ragot et D. Maquin ; State estimation for nonlinear systems using decoupled multiple model. *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 4(1) :59–67, Oct. 2008.

[123] S. Wang ; *Study on complexity reduction of digital predistortion for power amplifier linearization*. Thèse de Doctorat, Université Paris-Est, France, Déc. 2017.

[124] A. Zhu, J. C. Pedro et T. R. Cunha ; Pruning the Volterra Series for Behavioral Modeling of Power Amplifiers Using Physical Knowledge. *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn.*, 55(5) :813–821, Mai 2007.

[125] F. Guo ; *A New Identification Method for Wiener and Hammerstein Systems*. Thèse de Doctorat, Institut de technologie de Karlsruhe, Allemagne, Fév. 2004.

Résumé

L'efficacité énergétique est un enjeu important dans les nouvelles normes de transmission, et l'amplificateur de puissance (PA) joue un rôle majeur dans le bilan de puissance des émetteurs sans-fil. Pour améliorer son rendement, le PA doit être utilisé à proximité de sa zone de saturation. Cela entraîne des distorsions du signal transmis dans les domaines temporel et fréquentiel. De plus, avec l'évolution des systèmes de transmission sans-fil, différents standards et normes sont apparus. Afin de garantir la portabilité entre ces différents réseaux, des systèmes RF multistandards ont été développés pour supporter plusieurs normes à la fois. La mise en œuvre de modules reconfigurables, y compris des amplificateurs, est une solution pour garantir la transition d'un standard à un autre. Pour de telles applications, étant donné le comportement variable du PA par rapport aux différentes conditions de fonctionnement, la modélisation de son comportement ou de son dispositif de linéarisation devient plus complexe.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons mené une étude sur la modélisation et la linéarisation des PA reconfigurables, et plus précisément sur leur comportement non-linéaire, qui est variables selon la forme d'onde. La méthode la plus classique consiste à mettre en parallèle plusieurs modèles qui correspondent aux différentes conditions de fonctionnement, avec comme inconvénient majeur la complexité et la taille du modèle. Une autre méthode consiste en la décomposition du modèle en un mode commun, qui représente le comportement nominal du PA, et un mode différentiel variable en fonction de l'application visée. Dans ce contexte, nous présentons un nouveau modèle en blocs appelé FWMP (Feedback-Wiener Memory Polynomial model) qui permet l'application de cette approche. Nous présentons également la procédure d'estimation paramétrique associée à ce modèle.

Le modèle proposé est validé, par des simulations et expérimentations, en utilisant différents PA et formes d'onde issues d'applications civiles et aéronautiques. Les résultats obtenus montrent que le modèle FWMP a de bonnes performances comparables à l'état de l'art en matière de modélisation et de linéarisation des amplificateurs de radiocommunications.

Mots-clés : amplificateur de puissance, reconfigurabilité, modélisation, linéarisation, prédistorsion numérique, modèle Feedback-Wiener, identification paramétrique, algorithmes hors-ligne et en-ligne.

Abstract

Power efficiency is an important factor in new communications standards, and the power amplifier (PA) plays a major role in the energy balance of wireless transmitters. To improve its efficiency, the PA must be used close to its saturation zone. This leads to distortions of the transmitted signal in time and frequency domains. In addition, with the evolution of wireless transmission systems, different standards and norms have emerged. In order to ensure portability between these different networks, multi-standard RF systems have been developed to support several standards at the same time. The implementation of reconfigurable modules, including amplifiers, is a solution to guarantee the transition from one standard to another. For such applications, given the variable behavior of the PA in relation to different operating conditions, the modelling of its behavior or its linearization system becomes more complex.

In the framework of our work, we have conducted a study on the modelling and linearization of reconfigurable PAs, and more precisely, on their non-linear behavior, which is variable depending on the waveform. The most classical method consists in parallelizing several models that correspond to the different operating conditions, with the major disadvantage of the high complexity and size of the model. Another method consists of decomposing the model into a common mode, which represents the nominal behavior of the PA, and a variable differential mode depending on the targeted application. In this context, we present a new block model called FWMP (Feedback-Wiener Memory Polynomial model) which allows the application of this approach. We also present the parametric estimation procedure associated with this model.

The proposed model is validated, through simulations and experiments, using different PAs and waveforms from civil and aeronautical applications. The results obtained show that the FWMP model has good performances comparable to the state of the art in terms of modeling and linearization of radio communication power amplifiers.

Keywords: power amplifier, reconfigurability, modeling, linearization, digital predistortion, Feedback-Wiener model, parameter identification, off-line and on-line algorithms.