

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2010

Thèse N° 18-2010

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : **Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique**

présentée et soutenue par

Christophe QUINDROIT

le 30 juin 2010

Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique

Thèse dirigée par **Edouard NGOYA** et **Jean-Michel NEBUS**

JURY :

Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Président
Geneviève BAUDOIN	Professeur à l'ESIEE, Noisy le Grand	Rapporteur
Serge TOUTAIN	Professeur à l'Université de Nantes - IREENA	Rapporteur
Claude DUVANAUD	Maître de Conférences (HDR) à l'Université de Poitiers	Examinateur
Nicolas LE GALLOU	Ingénieur à ESA-ESTEC, Noordwijk, Pays-Bas	Examinateur
Patrice LE HELLEYE	Ingénieur à la DGA/CELAR, Bruz	Examinateur
Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examinateur
Edouard NGOYA	Directeur de Recherche CNRS, Université de Limoges -XLIM	Examinateur
Frédéric FERNEZ	Ingénieur à Freescale Semiconductor, Toulouse	Invité

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges, U.M.R. C.N.R.S. n°6172. Je remercie Monsieur Dominique CROS, Professeur à l'Université de Limoges et Directeur de XLIM, de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe C²S² « , Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes-Fréquences » et pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse.

J'adresse toute ma gratitude à Madame Geneviève BAUDOIN, Professeur à l'Université de Noisy le Grand, et à Monsieur Serge TOUTAIN, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant d'en être les rapporteurs. Je tiens également à remercier Monsieur Serge TOUTAIN pour m'avoir donné l'envie de poursuivre en thèse, ce fut un réel plaisir d'assister à ses cours tout au long de mon cursus à l'école.

J'exprime mes sincères et respectueux remerciements à Monsieur Patrice LE HELLEYE, Ingénieur au CELAR pour avoir accepté de participer à ce jury de thèse ainsi que d'avoir suivi l'évolution de ce travail.

Je témoigne ma reconnaissance à Messieurs Claude DUVANAUD, Maître de Conférence à l'Université de Poitiers, Frédéric FERNEZ, Ingénieur à Freescale Semiconductor, et Nicolas LE GALLOU, Ingénieur à ESA-ESTEC, pour avoir accepté de devoir juger ce travail et ainsi avoir posé un regard d'expert sur ce travail.

Je tiens finalement et bien évidemment à remercier Messieurs Edouard NGOYA, Directeur de Recherche CNRS, et Jean-Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges pour le suivi de ce travail durant ces quelques années passées en leur compagnie. Je tiens à les remercier pour la confiance qu'ils m'ont témoigné, les conseils avisés au cours de nos multiples discussions, leurs disponibilités, mais aussi pour l'autonomie et les moyens qu'ils ont mis à ma disposition pour pouvoir accomplir ces travaux. Ce fut un réel plaisir de travailler à vos côtés.

Je remercie particulièrement Madame Marie-Claude LEROUGE, secrétaire toujours souriante, pour sa disponibilité, pour son aide ainsi que pour son efficacité.

Mes sincères remerciements vont également à Messieurs Guillaume NEVEUX, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, et Denis BARATAUD, Maître de Conférence

à l'Université de Limoges pour leurs disponibilités et leurs conseils lors des différentes campagnes de mesure.

Sans donner une liste exhaustive ou sans m'embarquer dans un récit que seuls les destinataires comprendraient, je ne saurais oublier dans ces remerciements toutes les personnes, anciens et nouveaux thésards ou non, pour les discussions et les moments que nous avons partagés.

Enfin, je terminerai en rendant hommage à Joëlle, ma famille et mes amis.

Table des matières

Remerciements.	3
Table des matières	7
Liste des figures	13
Introduction générale	19
Chapitre 1 : L'amplificateur de puissance dans le contexte des radiocommunications numériques	25
1.1 Introduction	27
1.2 Système d'émission-réception radio-fréquence	28
1.2.1 Description générale d'une chaîne de transmission numérique	28
1.2.2 Transport de l'information : les modulations numériques	29
1.2.2.1 Codage symbole	30
1.2.2.2 Filtrage de mise en forme	32
1.2.2.3 Transposition de fréquence	33
1.3 Effets et caractérisation des non linéarités de l'amplificateur	35
1.3.1 Bilan énergétique	36
1.3.2 Signal mono-porteuse	38
1.3.3 Signal bi-porteuse	40
1.3.4 Signal multi-porteuse	41
1.3.5 Signal de modulation complexe	42
1.3.5.1 Le critère ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)	42
1.3.5.2 EVM (Error Vector Magnitude)	43
1.3.6 Origines et manifestations des effets dispersifs de mémoire non linéaire	44
1.3.6.1 Origine de la mémoire haute fréquence	45
1.3.6.2 Origine de la mémoire basse fréquence	46
1.4 Modélisation des amplificateurs de puissance	48
1.4.1 Principe de la modélisation système d'un amplificateur	48
1.4.2 Modèles sans mémoire	51
1.4.3 Modèles à mémoire haute fréquence	53
1.4.3.1 Modèle d'Hammerstein	53
1.4.3.2 Modèle de Wiener	54
1.4.3.3 Autres modèles	55
1.4.4 Modèles à mémoire haute et basse fréquence	55
1.4.4.1 La série de Volterra classique	55
1.4.4.2 La série de Volterra classique en temps discret	57
1.4.5 Modèle polynomial avec mémoire	58
1.4.5.1 Présentation du modèle polynomial avec mémoire	58
1.4.5.2 Identification des coefficients du modèle	59
1.4.5.3 Etude de cas	60
1.5 Conclusion	61

Chapitre 2 : Le modèle de Volterra modulé à trois noyaux	63
2.1 Modélisation des effets de mémoire à partir de séries de Volterra dynamiques tronquées et de la réponse impulsionnelle	65
2.1.1 Modèle de Volterra dynamique tronqué	66
2.1.2 Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire	70
2.2 Modèle à série de Volterra modulé	73
2.2.1 Analyse du comportement de la mémoire à l'intérieur de l'amplificateur	73
2.2.2 Architecture bouclée	74
2.2.3 Modèle de Volterra modulé	76
2.2.4 Extraction à partir d'un signal bi-porteuse	78
2.3 Modèle de Volterra modulé à trois noyaux	84
2.3.1 Topologie du modèle à 3 noyaux	84
2.3.2 Extraction du noyau HF	86
2.3.3 Extraction des deux noyaux BF	86
2.3.3.1 Développement limité de $ \hat{x}(t) $ et $\omega_x(t)$	87
2.3.3.2 Développement limité de la réponse impulsionnelle et de la fonction de transfert	89
2.3.3.3 Développement limité de la réponse HF	90
2.3.3.4 Développement limité de la réponse BF1	90
2.3.3.5 Développement limité de la réponse BF2	91
2.3.3.6 Système d'identification des fonctions de transfert BF	91
2.4 Modèle de Volterra modulé à structure bouclée (Feed Back)	93
2.4.1 Topologie du modèle	93
2.4.2 Extraction des deux noyaux BF	94
2.4.2.1 Estimation des signaux $\hat{e}(t)$ et $ \hat{e}(t) $	95
2.4.2.2 Estimation du signal $\hat{y}_{BF}(t)$	95
2.5 Méthodologie d'implémentation numérique des modèles	96
2.5.1 Fonction de base $\hat{f}_k(\hat{x})$	97
2.5.2 Fonctions de base $\hat{\alpha}_k(\Omega)$	98
2.5.3 Implémentation numérique de la réponse impulsionnelle non linéaire	101
2.6 Validation des modèles : Application à la modélisation de circuits CAO	104
2.6.1 L'amplificateur GSM	104
2.6.1.1 Identification des modèles	105
2.6.1.2 Comparaison entre modèles et simulations circuits	111
2.6.2 L'amplificateur bande X [1]	120
2.6.2.1 Identification du modèle	120
2.6.2.2 Comparaison modèles et simulation circuit	122
2.7 Conclusion	124
Chapitre 3 : Synthèse de prédistorteur numérique en bande de base par modèle de Volterra modulé	127
3.1 Problématique de l'amplification des signaux à enveloppe non constante	130
3.1.1 Antagonisme linéarité - rendement de l'amplificateur	130
3.1.2 Techniques de linéarisation	131

3.1.2.1	Techniques d'attaque de l'amplificateur de puissance avec une enveloppe constante	131
3.1.2.2	Techniques de réduction des non linéarités de l'amplificateur de puissance	132
3.2	Prédistorion numérique en bande de base	134
3.2.1	Approche des implémentations du prédistorteur par LUT	135
3.2.2	Approche des implémentations du prédistorteur par modèles mathématiques	136
3.3	Principe d'identification du modèle inverse	138
3.4	Prédistorion par modèle statique	140
3.5	Predistorion par modèle de Volterra un noyau	143
3.5.1	Configuration 1 : Gain de chaîne constant dans la bande	144
3.5.2	Configuration 2 : Gain de chaîne variable dans la bande	146
3.5.3	Comparaison des performances des deux configurations	148
3.6	prédistorion par modèle de Volterra modulé à trois noyaux	151
3.6.1	Identification de la voie BF	151
3.6.2	Evaluation des performances du linéariseur	152
3.6.3	Problématique de l'adaptation du prédistorteur	157
3.7	Conclusion	158

Chapitre 4 : Banc de caractérisations expérimentales pour la modélisation d'amplificateurs et la synthèse de prédistorteurs par modèle de Volterra modulé 161

4.1	Rappels des mesures à réaliser pour l'extraction du modèle de Volterra modulé	164
4.1.1	Caractérisation CW	164
4.1.2	Caractérisation de la mémoire BF	165
4.1.2.1	Mesure à partir de deux tons	165
4.1.2.2	Mesure à partir de trois tons	168
4.2	Configuration des bancs de mesures	171
4.2.1	Configuration du banc de mesures dédié à l'extraction d'un modèle de Volterra modulé trois noyaux FF	171
4.2.1.1	Description du générateur de signaux modulé	172
4.2.1.2	Description de l'analyseur de réseau vectoriel	172
4.2.2	Configuration du banc de mesures dédié à la validation	175
4.2.2.1	Description du banc de mesure	175
4.2.2.2	Description de l'analyseur de signaux vectoriel	175
4.2.2.3	Description de la mesure	177
4.3	Application à la caractérisation d'un amplificateur	177
4.3.1	Présentation de l'amplificateur à modéliser	177
4.3.2	Mesure des caractéristiques de l'amplificateur	178
4.3.2.1	Caractérisation CW	178
4.3.2.2	Caractérisation trois tons	178
4.3.3	Comparaison entre les résultats expérimentaux et simulés	181
4.4	Compensation des effets de mémoire	184
4.5	Conclusion	188

Conclusion Générale	191
Bibliographie	198
Publications et communications relatives à ce travail	211

Table des figures

1.1	Synoptique simplifié d'un émetteur / récepteur	28
1.2	Schéma de principe d'une modulation numérique	30
1.3	Exemple de constellations	31
1.4	Comparaison des réponses temporelles et fréquentielles d'un filtre en cosinus surélevé pour deux facteurs de roll-off	32
1.5	Diagramme vectoriel d'un signal 16-QAM filtré	33
1.6	Puissance instantanée d'un signal modulé 16-QAM	35
1.7	Bilan de puissance	36
1.8	Caractérisation mono-porteuse d'un amplificateur	38
1.9	Caractéristiques AM/AM, AM/PM et PAE en fonction de la puissance d'entrée	39
1.10	Caractérisation bi-porteuse d'un amplificateur	40
1.11	Caractérisation multi-porteuse d'un amplificateur	42
1.12	Caractérisation de l'ACPR d'un amplificateur	43
1.13	Constellation entrée et sortie d'un amplificateur	44
1.14	Schéma de calcul de l'EVM	44
1.15	Caractéristique $ V_s / V_e $ pour deux débits symboles	45
1.16	Caractéristique CW en puissance et déphasage d'un amplificateur	46
1.17	Influence de la mémoire BF sur les caractéristiques de C/I3	47
1.18	Principe de la modélisation système d'un amplificateur	49
1.19	Modélisation unilatérale d'un amplificateur	50
1.20	Modèle d'Hammerstein	54
1.21	Modèle de Wiener	54
1.22	Topologie du modèle de Volterra	56
1.23	Topologie du modèle polynomial avec mémoire	59
1.24	Comparaison entre modèle et simulation circuit	61
2.1	Système à mémoire	66
2.2	Principe d'identification du noyau statique	68
2.3	Principe d'identification des deux noyaux dynamiques	69
2.4	Principe d'identification du noyau dynamique à partir d'un signal mono-porteuse	70
2.5	Principe d'identification de la réponse impulsionnelle	72
2.6	Comportement de l'amplificateur stimulé par un signal bi-porteuse	74
2.7	Structure bouclée avec une contre-réaction	75
2.8	Structure bouclée directe	75
2.9	Topologie du modèle	76
2.10	Principe d'identification du noyau BF	77
2.11	Topologie du modèle modulé	79
2.12	Dilemme lors de la résolution du système : 2 choix	84
2.13	Topologie du modèle modulé modifié	85
2.14	Principe d'identification du noyau HF à partir d'un signal CW	86
2.15	Réponse du système à une excitation deux et trois tons	87
2.16	Principe d'identification des noyaux BF	88
2.17	Topologie du modèle modulé « Feed-back »	93
2.18	Réponse du modèle « Feedback » à une excitation tri-porteuse	95
2.19	Implémentation numérique du modèle réponse impulsionnelle	103
2.20	Caractéristiques statiques de l'amplificateur GSM	104

2.21	Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur GSM . . .	105
2.22	Partie réelle et imaginaire du noyau HF	106
2.23	Comparaison EQM avec une approximation polynomiale et une approxi- mation SVD	106
2.24	Résultat d'approximation du coefficient $\alpha_1(\Omega)$	107
2.25	Résultat de l'approximation du noyau HF	107
2.26	Modules des gains petit signal pompé \hat{G}^+ et \hat{G}^- pour différentes puissances de pompe	108
2.27	Modules des signaux \hat{Y}_{BF}^+ et \hat{Y}_{BF}^- en fonction de l'écart de fréquence pour 3 niveaux de puissance d'entrée	109
2.28	Modules des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} pour différentes puissances d'entrée et écarts de fréquence	110
2.29	Parties réelles et imaginaires des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} en fonction de l'écart de fréquence	111
2.30	Modules des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} pour différentes puissances d'entrée et écarts de fréquence	112
2.31	Parties réelles et imaginaires des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} en fonction de l'écart de fréquence	113
2.32	Puissance de sortie en fonction de la fréquence	114
2.33	C/I_3 gauche en fonction de l'écart de fréquence	114
2.34	C/I_3 droit en fonction de l'écart de fréquence	115
2.35	C/I_3 gauche et droit en fonction de l'écart de fréquence	115
2.36	Comparaison entre le modèle FF et la simulation circuit en présence d'une porteuse pulsée idéale (temps de montée et de descente nuls)	116
2.37	Comparaison ACPR pour un signal 3GPP	117
2.38	Comparaison ACPR pour un signal 3GPP	118
2.39	Comparaison ACPR et EQM pour un signal 16 QAM de débit 10 Msymb/s	118
2.40	Comparaison des spectres de sortie pour l'étude de la cross-modulation . .	119
2.41	Topologie de l'amplificateur HBT simulé	120
2.42	Caractéristiques statiques de l'amplificateur Idéfix	121
2.43	Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur Idéfix . .	121
2.44	Modules des gains pompés \hat{G}^+ et \hat{G}^- pour différentes puissances d'entrée .	122
2.45	Puissance de sortie en fonction de la fréquence	123
2.46	C/I_3 gauche en fonction de l'écart de fréquence	123
2.47	C/I_3 droit en fonction de l'écart de fréquence	124
3.1	Principe de la prédistorsion	133
3.2	Synoptique simplifié d'amplificateur avec prédistorsion numérique	134
3.3	Schéma de principe de l'identification directe	137
3.4	Schéma de principe de l'identification indirecte	138
3.5	Cascade prédistorteur - amplificateur	138
3.6	Identification du prédistorteur par la méthode indirecte	139
3.7	Caractéristique statique de l'amplificateur de test	140
3.8	Identification d'un prédistorteur statique à partir d'un signal CW	141
3.9	Caractéristiques V_s/V_e et AM/PM de l'amplificateur, du prédistorteur et de l'amplificateur linéarisé	141
3.10	Caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur, du prédistorteur et de l'amplificateur linéarisé dans le cas d'un gain de chaîne minimum . .	142

3.11	Identification d'un prédistorneur prenant en compte la mémoire à court terme	144
3.12	Caractéristique CW du prédistorneur et de l'amplificateur	144
3.13	Caractéristiques V_s/V_e de l'amplificateur et du prédistorneur pour différentes fréquences	145
3.14	Caractéristiques CW du prédistorneur limité et V_s/V_e de l'amplificateur, du prédistorneur et de l'amplificateur compensé	147
3.15	Caractéristiques $g_c(\Omega)$ et module du noyau HF du prédistorneur $\hat{K}_{HF}(\hat{Z}_0 , \Omega)$	148
3.16	Caractéristiques V_s/V_e de l'amplificateur et du prédistorneur pour différentes fréquences sans limitation de la tension de sortie	149
3.17	Comparaison entre les performances de corrections d'un linéariseur sans mémoire et avec mémoire HF pour un signal faible bande 16 QAM de 100 KHz de bande	149
3.18	Comparaison entre les correction d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire HF pour un signal large bande 16 QAM de 10 MHz de bande . .	150
3.19	Identification d'un prédistorneur à mémoire BF	152
3.20	Evolution du module des noyaux BF $\hat{K}_{BF1}(\hat{Z}_0 , \Omega)$ et $\hat{K}_{BF2}(\hat{Z}_0 , \Omega)$ en fonction de la puissance et de l'écart de fréquence	153
3.21	Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal large bande 16 QAM de 3,84 MHz de bande .	154
3.22	Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal large bande 16 QAM de 10 MHz de bande . .	155
3.23	AM/AM et AM/PM dynamique sans et avec linéarisation pour un signal 16 QAM de 10 MHz de bande	156
3.24	Comparaison des spectres de sortie pour une excitation 3 canaux 16 QAM	156
3.25	Comparaison des spectres de sortie pour une excitation 2 canaux 16 QAM	157
4.1	Principe de la mesure à partir d'un signal mono-porteuse	164
4.2	Principe de la mesure à partir d'un signal bi-porteuse	166
4.3	Principe de la mesure à partir de deux tons et d'un signal de référence . .	167
4.4	Principe de la mesure à partir d'un signal 3 tons	168
4.5	Contributions des gains paramétrique et de conversion	169
4.6	Synoptique général du banc de mesure dédié à l'extraction	171
4.7	Structure interne simplifiée du générateur	172
4.8	Analyse du mode récepteur	173
4.9	Synoptique général du banc de mesure d'enveloppes temporelles	176
4.10	Synoptique de la partie démodulation de l'analyseur de signaux vectoriel ZVL	176
4.11	Caractéristique statique de l'amplificateur de test	178
4.12	Gain en fonction de la fréquence d'enveloppe et en fonction de la puissance d'entrée	179
4.13	Caractéristiques des gains petit-signal pompés \hat{G}^+ et \hat{G}^- en fonction de l'écart de fréquence Ω pour différentes puissances de pompe	180
4.14	Caractéristiques des gains petit-signal pompés \hat{G}^+ et \hat{G}^- en fonction de la puissance de pompe pour différents écarts de fréquence Ω	181
4.15	Caractéristiques des gains paramétrique et de conversion pompés \hat{G}^p et \hat{G}^c en fonction de la puissance de pompe pour différents écarts de fréquence Ω	182
4.16	C/I3 en fonction de l'écart de fréquence	183
4.17	Comparaison ACPR et EQM en fonction de la puissance moyenne d'entrée	183

4.18	Comparaison ACPR en fonction de la puissance moyenne d'entrée	184
4.19	Comparaison C/I3 gauche et droit en fonction de la puissance moyenne de sortie	185
4.20	ACPR gauche et droit pour un signal 16 QAM de 125 KHz de bande	186
4.21	Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal 16 QAM de 1,25 MHz de bande	187
4.22	Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal 2 canaux 16 QAM de chacun 1,25 MHz de bande	188

Introduction générale

Au cours de ces deux dernières décennies, les systèmes de télécommunications se sont développés de manière fulgurantes. En effet, autrefois relégués à des applications bien spécifiques dans les domaines militaire et spatiale, l'explosion de la téléphonie mobile avec dans son sillage toutes les autres applications grand public comme par exemple les réseaux locaux sans fils (WLAN) ou les systèmes de radio navigation tel que le GPS (Global Positionning System) ont permis de populariser l'utilisation de l'électronique radio- et hyper-fréquence. Les évolutions technologiques permanentes de ces dispositifs rendent le secteur très concurrentiel nécessitant l'utilisation d'outils d'analyse et de simulation très performants afin de minimiser les délais de mise au point et les coûts de conception de ces systèmes.

La simulation de ces systèmes très complexes avec un haut degré d'intégration mêlant des ensembles numériques et analogiques reste fastidieuse et délicate. En effet, malgré les évolutions importantes et spectaculaires, aussi bien des techniques de simulation que des puissances de calcul des ordinateurs, la simulation de l'ensemble du dispositif de transmission qui peut comporter plusieurs dizaines de milliers de transistors analogiques ainsi que des millions de transistors numériques n'est pas intégralement réalisable au niveau du transistor. Dans ce contexte, dans une logique de diminution des coûts de conception, et des temps de calcul, des techniques de macro-modélisation des circuits ont naturellement fait leur apparition. Il s'agit alors de remplacer les blocs fonctionnels constituant le système tels que les mélangeurs, les oscillateurs ou encore les amplificateurs par des fonctions descriptives simplifiées ou modèles comportementaux, permettant une restitution précise du comportement du système tout en garantissant un temps de calcul raisonnable.

Les évolutions des systèmes de communication se traduisent également par une demande d'amélioration de la qualité des services, requérant une quantité considérable d'information à transmettre. Pour répondre à ce besoin, les systèmes de télécommunications modernes ont vu leurs architectures modifiées afin de pouvoir utiliser des modulations numériques à fortes efficacités spectrales capables de transmettre des débits binaires de plus en plus élevés. Ces systèmes sont passés de l'utilisation de signaux avec une bande spectrale étroite et une simple modulation de phase comme le standard GSM (Global System for Mobile Communications) à l'utilisation de signaux larges bandes multi-porteuses avec des modulations très complexes d'amplitudes et de phases comme l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) dans le standard WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). Dans tous ces systèmes, la partie émission contient l'un des éléments le plus délicat à concevoir, l'amplificateur de puissance, très sensible aux signaux de communications modernes excitant en lui des phénomènes non linéaires et dispersifs de plusieurs natures aussi appelés effets de

mémoire non linéaires, qui peuvent dégrader l'intégrité du signal à transmettre. Afin d'atteindre une précision acceptable, le modèle comportemental doit pouvoir reproduire l'ensemble de ces phénomènes. C'est dans ce contexte que s'inscrit le premier objectif de cette thèse qui est d'améliorer les performances de prise en compte des phénomènes contenus dans les amplificateurs, sur la base des modèles comportementaux en séries de Volterra récemment mis au point au sein du laboratoire XLIM.

L'amplificateur de puissance constitue également un élément crucial dans le bilan énergétique et dans la qualité de liaison des systèmes de télécommunications. En effet, l'amplificateur de puissance reste le plus gros consommateur d'énergie de la chaîne. L'optimisation concomitante de ces deux facteurs, linéarité et rendement de l'amplificateur, est un problème extrêmement délicat. Elle requiert dans certaines conditions la mise au point d'un dispositif de linéarisation permettant de maximiser le rendement électrique de l'amplificateur tout en garantissant une linéarité importante. Celui-ci peut être conçu comme un dispositif analogique ou numérique. Dans ce dernier cas, les techniques numériques dédiées à la modélisation des amplificateurs sont exploitées dans la mise au point des linéariseurs. Récemment plusieurs études intéressantes ont été menées sur la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance permettant de prendre en compte les effets parasites de mémoire (dispersion de fréquence et auto-échauffement), qui ouvrent la voie à une réalisation efficace de linéariseurs par prédistorsion numérique. C'est aujourd'hui un sujet de recherche de grande actualité dans le monde industriel et universitaire. Le second objectif de la thèse consiste donc en l'étude et la réalisation d'un linéariseur par prédistorsion numérique en bande de base, sur la base de modèles comportementaux en séries de Volterra dynamiques.

Le premier chapitre de ce manuscrit est consacré à la présentation générale d'un système de transmission numérique. Ceci nous permettra d'introduire le rôle et la place de l'amplificateur de puissance dans un système de transmission. L'amplificateur dégrade l'intégrité du signal à transmettre, nous analyserons alors ces effets indésirables à travers une description des principaux facteurs de mérite qui permettent de quantifier ces effets. A la suite de cela, nous tenterons de décrire les origines de ces effets. Les principes de la simulation système seront introduits et nous ferons un bref panorama des modèles comportementaux des amplificateurs de puissance. La description et l'évaluation d'un modèle standard seront réalisées et permettront de justifier l'intérêt des travaux réalisés dans cette thèse.

Le second chapitre est exclusivement dédié à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance. Les modèles issus de la simplification de la série de Volterra

seront détaillés afin d'en présenter leurs intérêts et leurs limitations. A partir de cette analyse, nous proposerons une nouvelle architecture du modèle dite à séries de Volterra modulées dont l'objectif est de permettre une meilleure modélisation des effets dispersifs contenus dans les amplificateurs de puissance. Nous expliciterons en détail la méthode d'identification du modèle et proposerons son implémentation numérique dans un logiciel de simulation système. Suite à cette présentation, nous évaluerons cette nouvelle architecture en l'appliquant à la modélisation de deux amplificateurs de puissance et ce à partir de résultats de simulations circuits.

Le troisième chapitre est consacré à la linéarisation des amplificateurs de puissance. Les principales méthodes permettant la linéarisation seront brièvement énoncées. A partir du modèle comportemental que nous avons développé, une méthode de synthèse de prédistorteurs numériques permettant la linéarisation des amplificateurs de puissance sera exposée. Les capacités de linéarisation du prédistorteur ainsi déduit seront évaluées, sur la base de caractérisations réalisées sur le simulateur de circuit ADS de Agilent Technologies

Le quatrième et dernier chapitre de ce manuscrit concerne la mise en oeuvre d'un banc de mesures expérimentales permettant à la fois l'acquisition des données nécessaires à l'identification du modèle comportemental de l'amplificateur et à la synthèse du prédistorteur numérique. L'étude des performances de linéarisation d'un tel prédistorteur sera conduite afin de conclure sur l'efficacité des méthodes proposées.

Enfin nous concluons sur l'apport que peut représenter ce nouveau modèle pour la modélisation système ainsi que pour la linéarisation des amplificateurs de puissance. Ce manuscrit se terminera en donnant quelques perspectives liées à ces activités.

Chapitre 1 :

L'amplificateur de puissance dans le contexte des radiocommunications numériques

1.1 Introduction

Ce premier chapitre est dédié à la présentation du contexte générale de la thèse qui se concentre autour de l'amplification des signaux radio-fréquence (RF). L'amplificateur de puissance est un élément crucial des dispositifs de communication. Sa fonction est d'élever le niveau du signal modulé RF avant qu'il ne soit émis sur le canal de transmission.

Pour débiter ce chapitre, une chaîne de communication simplifiée sera explicitée en de grandes lignes afin de définir le rôle et la place de l'amplificateur de puissance. Nous dégagerons également dans de grandes lignes les différentes transformations subies par le signal de communication avant qu'il ne soit appliqué en entrée de l'amplificateur.

Par la suite nous nous concentreront plus précisément sur les altérations engendrées par le passage du signal RF au travers de l'amplificateur de puissance. Les notions définissant les principaux facteurs de mérites seront présentés. Ceux-ci permettent d'évaluer et de quantifier le respect de l'intégrité du signal amplifié. L'amplificateur de puissance est également un composant contenant des effets de mémoire que nous définirons en indiquant leurs origines et les dégradations qu'ils apportent sur le signal RF amplifié.

Les dispositifs de communication actuels sont d'une complexité sans cesse croissante et leur simulation précise est un enjeu crucial pour diviser les coûts de fabrication. Si les analyses de type circuit et composant ont beaucoup progressé, elles restent assez gourmandes en ressource mémoire et proposent des temps de calcul assez importants. Ceux-ci rendent l'analyse d'un système complet souvent impossible dans un temps réaliste. La technique utilisée par les concepteurs est alors la simulation système, cependant cela nécessite des modèles comportementaux suffisamment précis des sous-systèmes.

La modélisation précise des dispersions de l'amplificateur de puissance est d'une grande importance puisqu'il constitue l'élément le plus critique en terme de consommation de puissance et linéarité de la chaîne. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présenterons les modèles couramment utilisés pour représenter le comportement de l'amplificateur de puissance. Nous introduirons successivement le modèle statique, qui ignore les effets de mémoire, puis les modèles plus complets prenant en compte la majorité des effets. Enfin, à partir d'un exemple caractéristique, nous mettront en avant la difficulté d'obtenir un modèle généraliste qui soit valable pour une grande classe de signaux, justifiant ainsi l'intérêt du travail accompli au cours de cette thèse.

1.2 Système d'émission-réception radio-fréquence

1.2.1 Description générale d'une chaîne de transmission numérique

Un système d'émission-réception permet la transmission d'information d'une source, l'émetteur, vers un destinataire, le récepteur. Ce signal est véhiculé par un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Dans ce dernier type de communication, une antenne émet et reçoit une onde électromagnétique comportant l'information qui se propage à travers les différentes couches de l'atmosphère. L'utilisation de ce support repose sur des découvertes de la fin du *XIX*^{ème} siècle, suite aux travaux de célèbres scientifiques tels que J. C. Maxwell, H. R. Hertz, N. Tesla, E. Branly et A. Popov. L'italien Guglielmo Marconi fût le premier à expérimenter une liaison hertzienne à « longue distance » (une liaison de 1,5 km) à Salvan (Alpes suisses), durant l'été 1895 [2, 3].

Grâce à de nombreuses et spectaculaires évolutions technologiques, après plus d'un siècle d'existence, les systèmes de communications radio modernes, qu'ils soient embarqués (téléphonies, satellites) ou fixes (stations de base, réseaux Hertiens), sont constitués de deux segments : un segment numérique et un segment analogique.

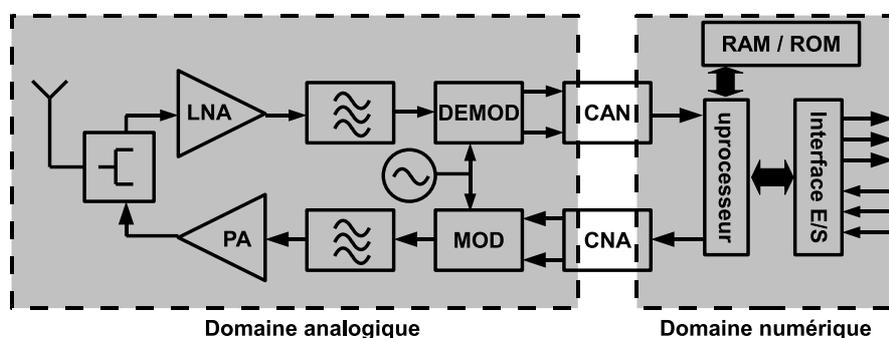


FIG. 1.1 – Synoptique simplifié d'un émetteur / récepteur

Comme illustré sur la Fig. 1.1, la partie numérique effectue le codage des données à transmettre qui sont soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image) convertis sous une forme numérique. Ces opérations sont le plus souvent réalisées par un ou plusieurs circuits numériques programmables de type FPGA (Field-Programmable Gate Array) ou par un processeur de signal numérique, DSP (Digital Signal Processing), dont l'architecture est optimisée pour effectuer des calculs complexes. Ces données, au format numérique ou encore

appelé bande de base, sont converties en un signal analogique par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique-analogique (CNA).

La partie analogique de l'émetteur est principalement dédiée à la transposition du signal bande de base vers la fréquence radio (RF). Cette transposition s'effectue à l'aide de techniques de modulation qui seront brièvement décrites dans le paragraphe suivant. A l'issue de cette étape, le signal est appliqué au module d'amplification constitué d'un ou plusieurs amplificateurs de puissance (PA) dont le rôle est d'apporter la puissance suffisante au signal RF afin d'assurer sa transmission vers le destinataire. L'impact de l'amplificateur de puissance sur le bilan de liaison de la chaîne de transmission est considérable. Il en affecte notablement les performances globales en terme de consommation et d'intégrité du signal à cause des distortions non linéaires qu'il induit. Le signal RF ainsi amplifié traverse le duplexeur pour être ensuite dirigé vers l'antenne. Enfin, le signal RF est émis par l'antenne qui constitue l'interface entre le signal RF et le canal de propagation.

A l'opposé, le signal reçu par l'antenne est guidé vers la partie réception. La partie analogique du récepteur réalise les étapes inverses à celle de l'émetteur. Après filtrage et amplification par un amplificateur faible bruit (LNA), le signal RF reçu est transposé vers la bande de base par l'intermédiaire d'un démodulateur puis numérisé par un convertisseur analogique-numérique (CAN) pour enfin être décodé. Le LNA, de la même manière que l'amplificateur est une fonction primordiale de la chaîne de réception, ses caractéristiques en bruit, gain et linéarité conditionnent très fortement la performance en bruit de toute la chaîne de transmission.

Dans ces travaux, nous nous intéressons tout particulièrement à l'étude des effets induits par la chaîne d'amplification sur le signal RF. Pour cette raison, nous allons donc dans un premier temps décrire brièvement les étapes permettant la formation du signal RF qui véhicule l'information vers le destinataire, c'est à dire la transformation du signal binaire en un signal haute fréquence adapté au canal de transmission.

1.2.2 Transport de l'information : les modulations numériques

L'objectif de la modulation est de transformer le train numérique représentant l'information en un signal continu RF adapté au canal de transmission. Pour cela le signal binaire va subir des transformations suivant le schéma proposé sur figure 1.2.

A partir du signal binaire et afin de transmettre une plus grande quantité d'infor-

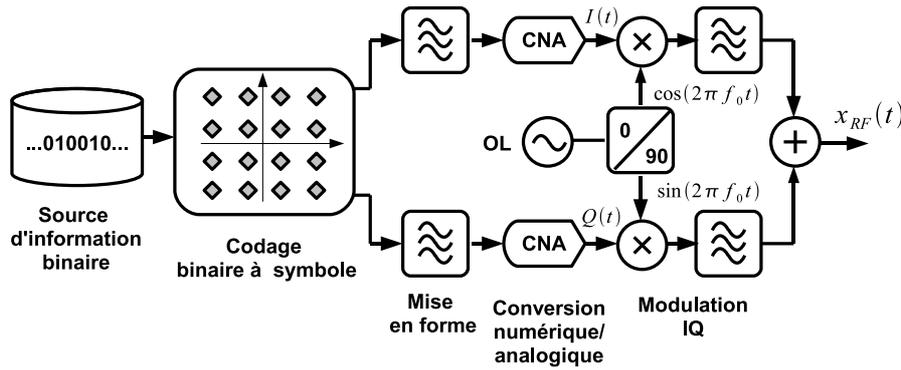


FIG. 1.2 – Schéma de principe d'une modulation numérique

mations, une première étape consiste à transformer les séquences binaires en symboles (codage symbole). Afin de restreindre la bande du signal, ce signal est filtré. Il est ensuite converti sous forme analogique et transposé à une plus haute fréquence. Ces différentes étapes sont décrites succinctement dans les trois paragraphes qui suivent.

1.2.2.1 Codage symbole

La première étape est le codage binaire à symbole générant un signal discret à partir des données binaires. Chaque élément que l'on nommera m_k du signal résultant est appelé symbole et appartient à un alphabet prédéfini. Il peut être réel ou complexe et est associé à n bits, issus de la source d'informations. Le débit binaire, noté, D_b , représentant le nombre d'éléments binaires transmis par seconde, est mesuré en bit par seconde (bit/s). D'une manière identique, on définit le débit symbole, noté D_s , qui représente le nombre de symboles transmis en une seconde et se mesure en Symb/s ou en bauds. Un des systèmes le plus simple à envisager est la modulation d'amplitude à deux états. Chaque symbole m_k du signal discret correspond à un bit à transmettre. En considérant A l'amplitude du signal, un exemple d'alphabet possible pour m_k est :

$$m_k \in \{0, A\} \text{ ou } m_k \in \{-A, A\} \quad (1.1)$$

Ces deux valeurs $\{0, A\}$ ou $\{-A, A\}$ correspondent aux valeurs binaires $\{0, 1\}$. Dans ce cas précis le débit binaire est égal au débit symbole. Dans le but d'augmenter le débit binaire, il est possible de coder plus de bits dans un même symbole, en définissant plus de valeurs possibles de type M-aire. Par exemple pour coder deux bits dans un seul symbole, on peut utiliser une modulation d'amplitude à quatre états défini comme ci-dessous :

$$m_k \in \{-3A, -A, A, 3A\} \quad (1.2)$$

On peut donc généraliser et construire par extension une modulation d'amplitude à $M = 2^n$ symboles où chaque symbole code n bits.

Les symboles m_k peuvent être également complexes permettant le codage de l'information sur la phase. Dans ce cas, l'alphabet représentant l'ensemble des symboles possibles est :

$$\hat{m}_k \in \left\{ A \cdot e^{j\frac{2k\pi}{M} + \phi_0}, k = 0 \dots M - 1 \right\} \quad (1.3)$$

avec ϕ_0 représentant la phase du premier symbole. Ainsi chaque symbole m_k code n bits et on nomme M-PSK (Phase Shift Keying) une modulation de phase à M états.

Le codage de l'information peut s'effectuer aussi, à la fois sur le module et la phase du symbole \hat{m}_k . Cette technique est nommée Modulation d'Amplitude en Quadrature, et est noté M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), où M est le nombre d'état de la modulation. Les modulations d'amplitude en quadrature les plus courantes utilisent le même codage sur les deux parties réelle et imaginaire. Dans ce cas M est de la forme 2^{2n} , et chaque symbole code $2n$ bits : n bits sur la partie réelle, et n bits sur la partie imaginaire. Prenons l'exemple de la modulation 16-QAM qui associe deux modulations d'amplitude à quatre états présentés précédemment :

$$\hat{m}_k = a_k + jb_k, \text{ avec } a_k \text{ et } b_k \in \{-3A, -A, A, 3A\} \quad (1.4)$$

Un codage binaire peut se représenter de manière graphique, dont chaque point correspond à un symbole \hat{m}_k , à côté duquel la donnée binaire que le symbole code est éventuellement indiquée. A titre d'exemple, la figure 1.3 représente les constellations des codages QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) et 16-QAM.

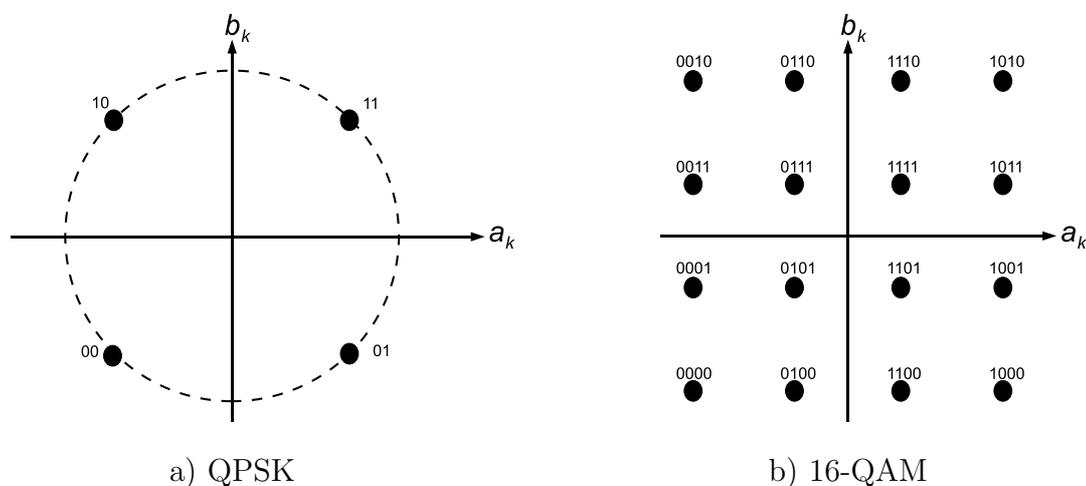


FIG. 1.3 – Exemple de constellations

1.2.2.2 Filtrage de mise en forme

Le filtre de mise en forme (ou encore appelé formant), dont la réponse impulsionnelle est notée $\xi(t)$, permet de réduire la bande spectrale du signal tout en conservant l'information utile. Afin de remplir cet objectif, il est nécessaire de réaliser un filtrage qui assure des conditions d'interférence entre symboles (IES) nulle. Pour cela, en considérant T_s comme la durée d'un symbole, il faut mettre en oeuvre un filtre dont la réponse impulsionnelle s'annule tout les $k \cdot T_s$ [4, 5]. Le filtre le plus communément utilisé dans les systèmes de communications est le filtre en racine de cosinus surélevé (RRC) dont la réponse impulsionnelle est donnée ci-dessous :

$$\xi(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\frac{\pi t}{T_s}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T_s}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T_s}\right)^2} \quad (1.5)$$

où α est le facteur d'excès de bande également appelé roll-off. Dans la Fig. 1.4, nous représentons la réponse impulsionnelle et fréquentielle du filtre pour deux valeurs de roll-off (0,22 et 0,77). Lorsque que la valeur du roll-off est faible, l'efficacité spectrale du filtrage est élevée, en revanche, la réponse impulsionnelle du filtre est longue et viendra s'ajouter à la réponse du filtre pour le symbole suivant, ce qui aura pour effet de détériorer l'IES. En revanche, lorsque le facteur de roll-off est proche de 1, le filtre est moins sélectif mais en contre partie la réponse impulsionnelle est courte.

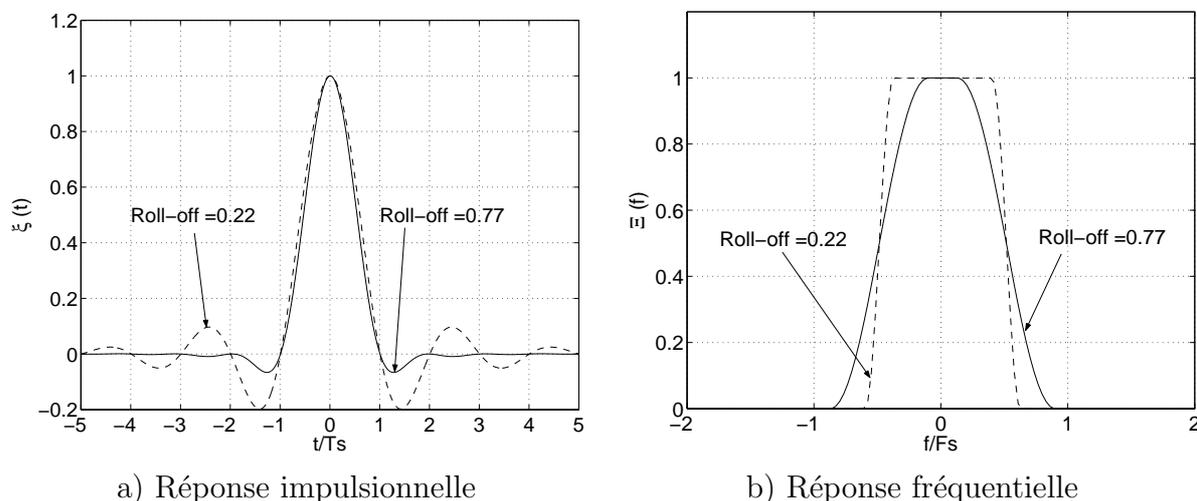


FIG. 1.4 – Comparaison des réponses temporelles et fréquentielles d'un filtre en cosinus surélevé pour deux facteurs de roll-off

Le signal filtré est alors communément appelé le signal bande de base ou encore signal

d'enveloppe complexe et peut se décomposer sous la forme complexe décrite ci-dessous :

$$\hat{x}(t) = I(t) + j \cdot Q(t) \quad (1.6)$$

avec
$$I(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \hat{a}_k \cdot \xi(t - kT_s)$$

et
$$Q(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \hat{b}_k \cdot \xi(t - kT_s)$$

Dans la Fig. 1.5, on présente le résultat du diagramme vectoriel ($Q(t)$ en fonction de $I(t)$) d'une modulation 16-QAM pour les deux facteurs de roll-off précédent. On remarque

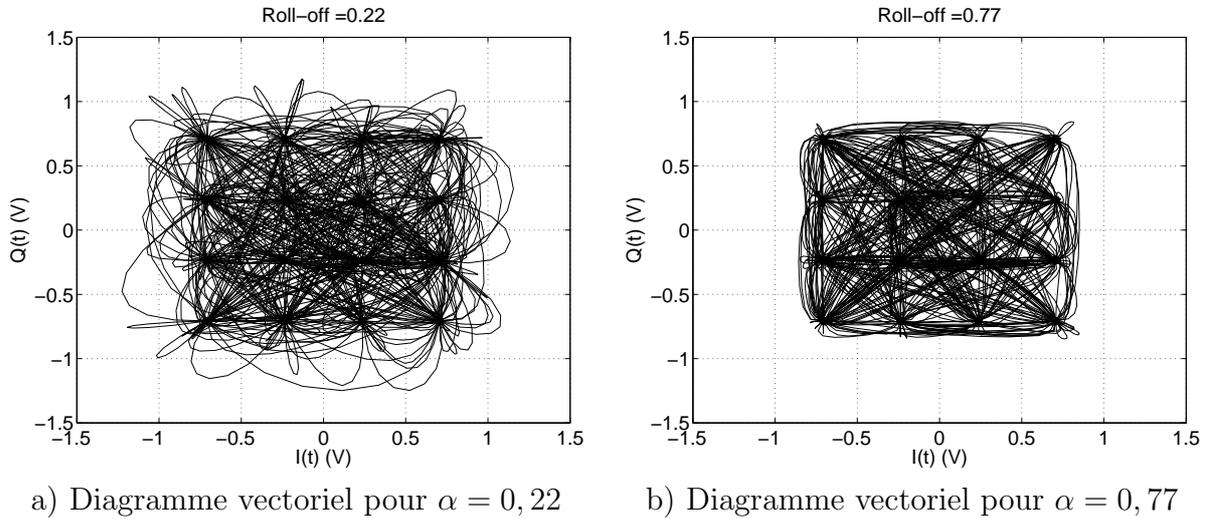


FIG. 1.5 – Diagramme vectoriel d'un signal 16-QAM filtré

alors qu'il existe entre les 16 états établis des transitions qui impliquent des variations du signal d'enveloppe. Suivant le facteur d'excès de bande, l'amplitude de ces variations est plus ou moins importante. Comme nous le verrons par la suite, ces variations en amplitude sont au coeur des difficultés lors de l'amplification par un dispositif non linéaire tel que l'amplificateur de puissance.

1.2.2.3 Transposition de fréquence

Une onde haute fréquence (HF), que l'on nomme « porteuse HF » est utilisée pour transporter le signal bande de base contenant l'information $\hat{x}(t)$.

Le signal d'onde porteuse, que l'on note $x_{RF}(t)$, est défini par l'expression suivante :

$$x_{RF}(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (1.7)$$

où $A(t)$ et $\phi(t)$ représentent respectivement les variations instantanées de l'amplitude et de la phase du signal et f_0 représente sa fréquence.

Pour véhiculer l'information à transmettre par l'intermédiaire de l'onde porteuse $x_{RF}(t)$, on modifie ses paramètres tels que son amplitude instantanée $A(t)$ (modulation d'amplitude), la fréquence de sa porteuse f_0 (modulation de fréquence) et sa phase instantanée $\phi(t)$ (modulation de phase).

Le développement de l'écriture précédemment introduite en (1.7) fait apparaître que le signal modulé peut se décomposer en une somme de deux éléments.

$$x_{RF}(t) = A(t) \cdot \cos(\phi(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t) + A(t) \cdot \sin(\phi(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (1.8)$$

Cette expression montre que tout signal modulé est le résultat d'une double modulation en quadrature. On peut donc faire correspondre cette expression au signal bande de base $\hat{x}(t)$ en définissant les signaux en phase et en quadrature de phase respectivement par $I(t)$ et $Q(t)$ tels que :

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cdot \cos(\phi(t)) \\ Q(t) = A(t) \cdot \sin(\phi(t)) \end{cases} \quad (1.9)$$

Nous pouvons donc redéfinir le signal bande de base $\hat{x}(t)$ formé de la paire $\{I, Q\}$ comme ci-dessous :

$$\hat{x}(t) = I(t) + j \cdot Q(t) = A(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad (1.10)$$

$\hat{x}(t)$ fait alors correspondre l'ensemble de l'information contenu dans un symbole sur l'amplitude et la phase de la porteuse. Dans ce cas, le signal modulé RF peut s'écrire sous la forme :

$$x_{RF}(t) = \Re \{ \hat{x}(t) \cdot e^{2j\pi f_0 t} \} \quad (1.11)$$

Ce signal modulé RF est caractérisé par sa puissance instantanée $p_i(t)$ et sa puissance moyenne \bar{P} définies (normalisé sur une impédance de 1Ω) comme ci-dessous :

$$p_i(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau |\hat{x}(t)|^2 dt \quad \bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T |\hat{x}(t)|^2 dt \quad (1.12)$$

avec $\tau \ll T_m$ et $T \gg T_m$ où T_m est la période du signal modulant

A partir de ces grandeurs, on définit également le facteur crête ou PAR (Power Average

Ratio), qui représente le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne :

$$PAR(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\max \{p_i(t)\}}{\bar{P}} \right) \quad (1.13)$$

A titre d'exemple, nous présentons sur la Fig. 1.6 ces grandeurs caractéristiques pour le signal modulé 16-QAM (roll-off de 0,22).

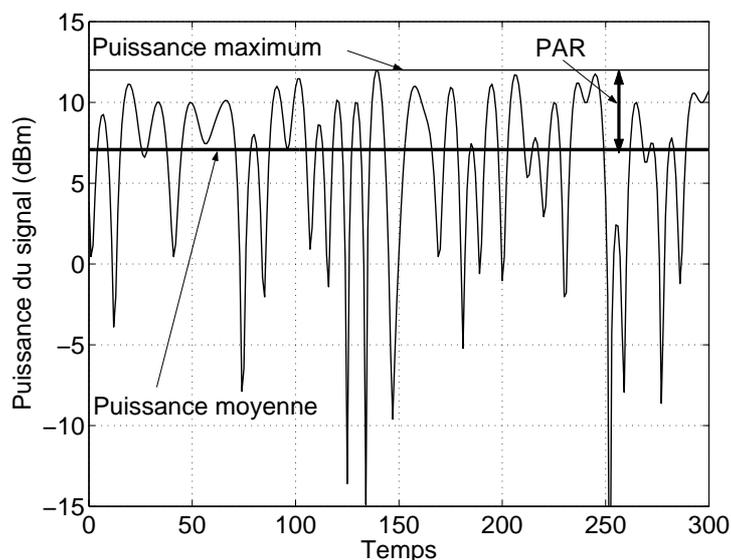


FIG. 1.6 – Puissance instantanée d'un signal modulé 16-QAM

A la suite de ces étapes, le signal modulé RF va subir une dernière transformation avant son transfert sur le canal : l'amplification. L'amplification a pour objectif d'élever le niveau du signal RF afin de compenser les pertes induites par le canal de transmission. L'amplificateur de puissance effectue cette étape en induisant certains effets indésirables sur le signal. Ces effets sont principalement dus à sa caractéristique non linéaire. La prochaine partie a pour objectif de présenter les méthodes de caractérisation de l'amplificateur et des effets associés sur le signal RF.

1.3 Effets et caractérisation des non linéarités de l'amplificateur

Dans le paragraphe précédent, une brève analyse de la composition du signal RF a été faite, cependant, le signal RF ainsi construit est trop faible en puissance pour être directement transmis vers le récepteur. Afin d'apporter la puissance nécessaire à la transmission de l'information, le signal RF est amplifié par un amplificateur de puissance. L'amplificateur est un composant non linéaire, c'est à dire que son comportement varie

en fonction de la puissance instantanée du signal à son entrée. Dans cette partie, nous nous attachons à décrire les facteurs de mérite classiquement utilisés pour la spécification des non linéarités de l'amplificateur de puissance.

1.3.1 Bilan énergétique

L'amplificateur de puissance est l'élément actif clé d'un système de communication car c'est le principal consommateur d'énergie. Son rôle est d'amplifier le signal radio-fréquence, grâce à la transformation de l'énergie continue en énergie alternative par l'intermédiaire d'un ou plusieurs composants actifs comme le transistor. L'utilisation de transistors implique l'utilisation de sources continues d'alimentation permettant de fixer un point de polarisation autour duquel le transistor fonctionne.

La Fig. 1.7 présente le bilan énergétique d'un amplificateur. On peut distinguer deux catégories de puissances, les puissances fournies à l'amplificateur et les puissances délivrées par l'amplificateur.

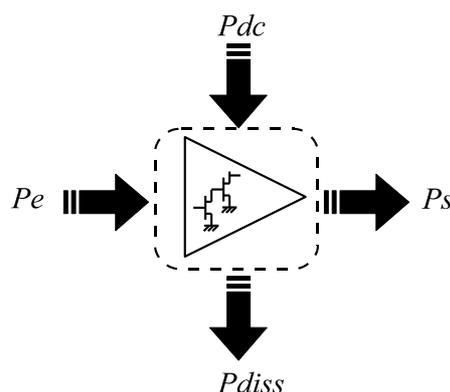


FIG. 1.7 – Bilan de puissance

Les puissances fournies sont notées P_e , la puissance d'entrée et P_{dc} , la puissance continue délivrée par la source d'alimentation. P_s représente la puissance de sortie dissipée dans la charge et P_{diss} dissipée en pure perte. Ces deux types de puissances se compensent et le bilan énergétique est le suivant :

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss} \quad (1.14)$$

La puissance dissipée représente donc de la puissance perdue, afin de transmettre le maximum de puissance en sortie, elle doit être minimisée. Le fonctionnement de l'amplificateur doit donc être optimisé pour permettre une conversion optimale de l'énergie

fournie par l'alimentation continue vers l'énergie alternative du signal RF. Ceci est d'autant plus important dans les systèmes embarqués (satellites, téléphonie mobile,...) où les soucis d'autonomie sont importants requérant une utilisation de l'énergie électrique la plus efficace possible.

La grandeur fondamentale évaluant le bilan énergétique de l'amplificateur est le rendement qui est défini comme le rapport entre la puissance de sortie disponible P_s et la puissance consommée P_{dc} :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (1.15)$$

Cependant, lorsque le gain de l'amplificateur est faible, il est intéressant de considérer la quantité de puissance P_e ayant servi à son excitation. On définit alors le rendement en puissance ajoutée, PAE (Power Added Efficiency), à partir de l'expression ci-dessous :

$$PAE = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \quad (1.16)$$

Le rendement maximum théorique que peut atteindre un amplificateur dépend alors du point de polarisation choisi (état au repos) pour le ou les transistors. Celui-ci fixant l'angle d'ouverture ou autrement dit la proportion du signal d'entrée qui est utilisée pour l'amplification. On parle alors de classe de fonctionnement. Les classes de fonctionnement ainsi que leurs rendements maximums théoriques et leurs angles d'ouverture sont résumés dans le Tab. 1.1.

Classe	η_{max} (%)	Angle d'ouverture, θ
A	$\eta = 50$	$\theta = 2\pi$
AB	$50 < \eta < 78,5$	$\pi < \theta < 2\pi$
B	$\eta = 78,5$	$\theta = \pi$
C	$78,5 < \eta < 100$	$\theta < \pi$

TAB. 1.1 – Classes de fonctionnements d'un amplificateur

Il faut noter une seconde famille d'amplificateurs, les amplificateurs « à découpage », désignés par les classes de fonctionnements D, E, F et S. Pour résumer, dans les amplificateurs « à découpage », le transistor est utilisé en commutation, il est soit bloqué (aucun courant ne le traverse), soit saturé (la tension à ses bornes est quasiment nulle) permettant d'atteindre des hauts rendements. De part leur très forte non linéarité, ces amplificateurs sont utilisés dans des architectures d'émetteurs spécifiques (signaux enveloppe constante ou bande étroite).

Dans la suite de notre travail, nous porterons notre étude sur la première famille d'amplificateur qui est majoritairement utilisée dans les systèmes de transmission actuelle.

1.3.2 Signal mono-porteuse

Un signal mono-porteuse au centre de la bande permet d'évaluer les potentialités de base en terme de linéarité et de rendement d'un amplificateur de puissance. Il s'agit donc d'exciter le circuit avec un signal sinusoïdal non modulé (PAR = 0 dB) comme indiqué sur la Fig. 1.8.

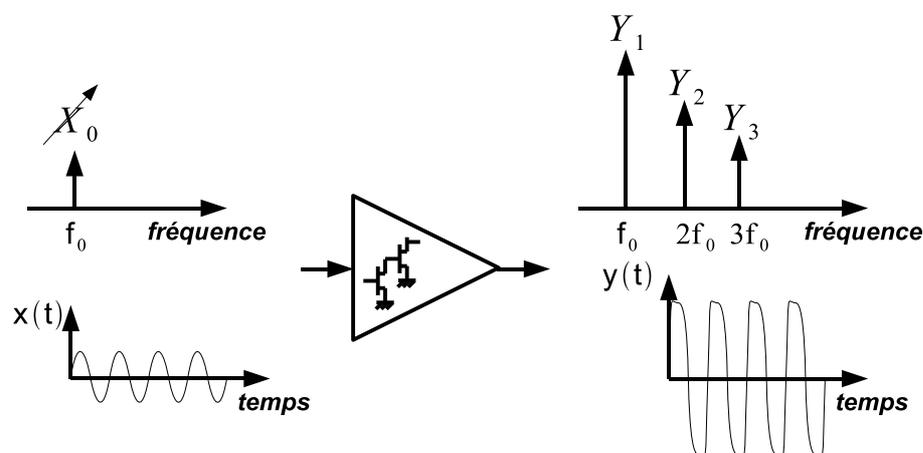


FIG. 1.8 – Caractérisation mono-porteuse d'un amplificateur

Les signaux en entrée et sortie du dispositif s'écrivent comme ci-dessous :

$$x(t) = X_0 \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot t + \phi_0) \text{ et } y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \cdot \cos(2\pi n f_0 \cdot t + \phi_{yn}) \quad (1.17)$$

où n est l'indice de l'harmonique.

Suivant la non linéarité de l'amplificateur, le nombre d'harmoniques générées en sortie sera plus ou moins important. Habituellement, on caractérise les courbes AM/AM (conversion d'amplitude) et AM/PM (conversion de phase) de l'amplificateur en faisant varier l'amplitude du signal d'excitation. A titre d'illustration, la Fig. 1.9 présente l'allure des courbes de conversion et de rendement d'un amplificateur de puissance.

On note alors deux zones de fonctionnement de l'amplificateur. Une zone dite linéaire où le gain est constant en fonction de la puissance d'entrée et égal au gain petit signal

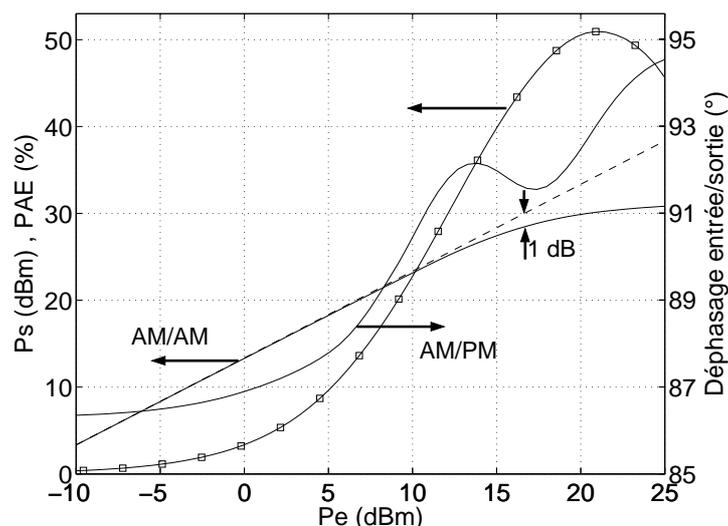


FIG. 1.9 – Caractéristiques AM/AM, AM/PM et PAE en fonction de la puissance d'entrée

ou gain linéaire. Dans cette zone, le rendement de l'amplificateur est faible engendrant donc une forte perte d'énergie.

A mesure que l'on augmente le niveau de puissance d'entrée, l'amplificateur entre dans une seconde zone de fonctionnement dite non linéaire, dans laquelle le gain diminue en fonction de la puissance en entrée jusqu'à la saturation de l'amplificateur. Dans cette seconde zone, la caractéristique de sortie de l'amplificateur subit des distortions en amplitude et en phase. Par contre, le rendement atteint son maximum montrant une meilleure conversion de l'énergie électrique. La courbe AM/AM permet de déterminer le point de compression à 1 dB de l'amplificateur (P_{e1dB} et P_{s1dB}) défini comme le point de puissance d'entrée ou de sortie où l'écart entre la courbe théorique linéaire et la courbe réelle est égal à 1 dB.

A partir de ce point, et afin de comparer plus aisément entre eux les caractéristiques non linéaires des amplificateurs, on définit le recul en puissance en entrée et en sortie que l'on note *IBO* et *OBO*. Ces facteurs de mérite évaluent l'écart de puissance (dB) par rapport au point de compression :

$$IBO_{1dB} = P_e(dBm) - P_{e1dB}(dBm) \quad OBO_{1dB} = P_s(dBm) - P_{s1dB}(dBm) \quad (1.18)$$

Le test mono-porteuse et les figures de mérite s'y rapportant (caractéristiques AM/AM et AM/PM, point de compression) constituent une première approche, simple à mettre en oeuvre, permettant d'évaluer grossièrement les capacités d'un amplificateur. Cependant, de par la nature des signaux de communication mis en jeu de nos jours, qui se trouvent

être majoritairement à enveloppes variables et de largeur de bande non négligeable, cette figure de mérite est insuffisante et une caractérisation plus fine se doit d'être complétée par des tests multi-porteuses.

1.3.3 Signal bi-porteuse

Pour ce type de caractérisation, le signal d'excitation est un signal à enveloppe variable dont le PAR est fixe et égal à 3 dB. le signal d'entrée est constitué de deux porteuses de fréquence différente assez proche en comparaison de la fréquence centrale d'utilisation. Le signal d'excitation s'exprime alors sous la forme ci-dessous :

$$x(t) = A(\cos(2\pi f_1 \cdot t) + \cos(2\pi f_2 \cdot t)) \text{ avec } \Delta f = |f_2 - f_1| \quad (1.19)$$

Lorsque qu'un signal composé de fréquences différentes est présenté en entrée d'un composant non linéaire comme l'amplificateur de puissance, le signal résultant généré en sortie ne se situe plus exclusivement aux fréquences harmoniques mais également à des fréquences parasites de battement comme le montre la Fig. 1.10.

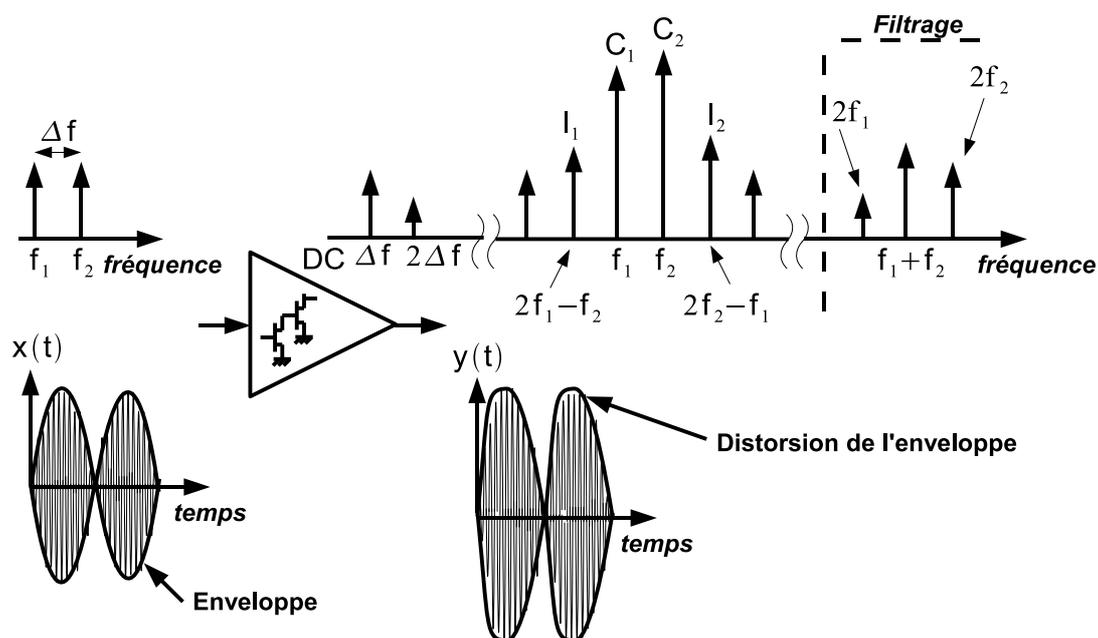


FIG. 1.10 – Caractérisation bi-porteuse d'un amplificateur

Ces signaux parasites appelés communément produits d'intermodulations sont générés aux fréquences $m f_1 + n f_2$ avec m et $n \in \mathbb{Z}$. Les signaux aux harmoniques supérieures peuvent être facilement filtrés, cependant les produits d'intermodulations se situant aux fréquences remplissant la condition $|m| + |n|$ impair retombent à proximité des raies

utiles C_1 et C_2 et viennent perturber le signal. En général, parmi l'ensemble des produits d'intermodulation générés, les produits d'intermodulation d'ordre 3 (I_1 et I_2) sont ceux dont la puissance est la plus élevée.

Afin de quantifier le niveau de ces remontées spectrales, on définit le rapport d'intermodulation d'ordre 3, C/I3 (Carrier to 3rd Order Intermodulation), comme le rapport de puissance entre les raies porteuses et les raies d'intermodulations. Ce rapport s'exprime sous la forme suivante :

$$C/I3 (dBc) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2} \right) \quad (1.20)$$

De manière identique, on peut définir les rapports d'intermodulations pour des ordres supérieurs (C/I5, C/I7). De plus, il est intéressant de dissocier les rapports gauche et droit en calculant indépendamment les rapports du côté gauche $C/I3_{gauche}$ et du côté droit $C/I3_{droit}$.

Cette caractérisation basique est une excellente première approche pour quantifier les intermodulations, révélant la proportion des effets non linéaires contenus dans l'amplificateur. Néanmoins, de par la nature assez simpliste du signal de test où la puissance du signal est concentré sur deux points de fréquences, il est évident que ce facteur de mérite n'est pas parfaitement représentatif du comportement de l'amplificateur lorsque celui-ci est excité avec des signaux de communications numériques réels. De plus, comme nous le verrons par la suite, à cause des effets de mémoire contenus dans l'amplificateur, les C/Is sont généralement dépendants de l'écart de fréquence testé Δf .

1.3.4 Signal multi-porteuse

Une troisième caractérisation mettant en oeuvre un signal multi-porteuse proche d'un bruit blanc gaussien constitue un signal de test intéressant à partir duquel un critère de linéarité peut être défini : le NPR (Noise Power Ratio). La méthode de caractérisation de NPR est fondée sur la génération d'un signal multi-porteuse se composant de 1000 à 10000 porteuses d'amplitudes égales et de phases aléatoires. Les porteuses sont régulièrement espacées dans une largeur de bande de canal et quelques unes (1 à 10%) sont supprimées au centre de la bande pour créer un trou permettant la détermination du NPR. La Fig. 1.11 schématise le test à mettre en place. La présence de la non linéarité de l'amplificateur entraîne la génération en sortie d'un signal parasite dans le trou. Le NPR est alors défini comme le rapport entre les puissances moyennes du bruit d'intermodulation dans le trou

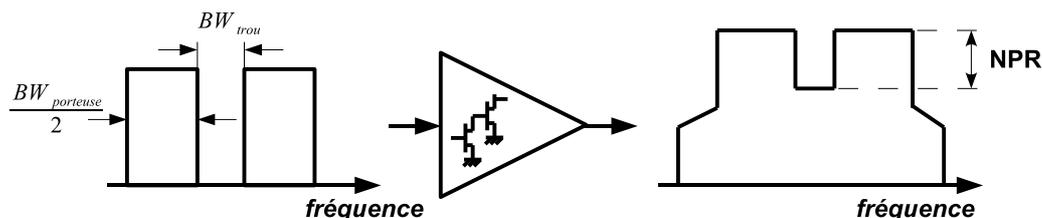


FIG. 1.11 – Caractérisation multi-porteuse d'un amplificateur

et du signal utile [6, 7, 8] :

$$NPR (dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\int_{BW_{trou}} P(f) \cdot df}{\int_{BW_{porteuse}} P(f) \cdot df} \cdot \frac{BW_{porteuse}}{BW_{trou}} \right) \quad (1.21)$$

Cette caractérisation permet de quantifier les interférences engendrées par l'amplificateur à l'intérieur du canal utile.

1.3.5 Signal de modulation complexe

Afin de mieux déterminer les effets dus à l'amplificateur dans les applications de télécommunication, il est nécessaire d'utiliser des signaux plus complexes proches des signaux mis en oeuvre dans les systèmes de communication réels. A partir de ces signaux, on évalue principalement deux critères de linéarité caractérisant, l'amplitude des remontées spectrales et les distorsions sur le diagramme de constellation qu'entraîne le passage du signal RF à travers l'amplificateur.

1.3.5.1 Le critère ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

A l'opposé du NPR, l'ACPR, acronyme pour Adjacent Channel Power Ratio, permet de quantifier les remontées spectrales dans les canaux adjacents. La Fig. 1.12 propose les spectres fréquentiels en entrée et sortie de l'amplificateur lorsque celui-ci est excité par un signal modulé. On remarque alors que l'amplificateur génère des remontées spectrales dans les canaux adjacents venant bruyeter le signal de transmission à ces fréquences.

L'ACPR est déterminé par l'écart de puissance de sortie entre le canal principal et les canaux adjacents comme noté ci-dessous :

$$ACPR (dBc) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2 \cdot \int_{BW_c} P(f) \cdot df}{\int_{BW_g} P(f) \cdot df + \int_{BW_d} P(f) \cdot df} \right) \quad (1.22)$$

Les valeurs d'offset et de bandes d'intégration ne sont pas des valeurs standards et dépendent de normes pré-établies suivant le signal de communication testé. De plus en

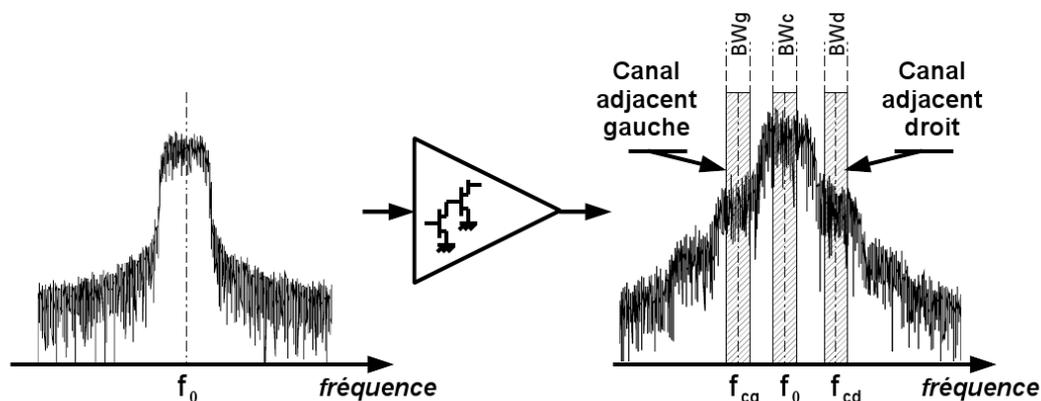


FIG. 1.12 – Caractérisation de l'ACPR d'un amplificateur

plus, les normes très exigeantes en terme de linéarité font également apparaître la notion d'Alternate Power Ratio qui permet, comme pour le C/I d'ordre 5, de s'intéresser aux remontées spectrales dans les canaux suivants. Afin de dissocier les remontées spectrales du côté gauche et du côté droit, on détermine également l'ACPR gauche et droit qui comme nous le verrons par la suite, peuvent se révéler différents suivant l'amplificateur testé.

1.3.5.2 EVM (Error Vector Magnitude)

L'EVM, abréviation de Error Vector Magnitude, est un paramètre important pour spécifier et évaluer les non linéarités contenues dans un amplificateur lorsque celui-ci est excité par un signal modulé. La mesure d'EVM s'effectue à l'aide des signaux en bande de base (IQ) demandant donc la démodulation du signal RF de sortie de l'amplificateur. Sur la Fig. 1.13, on présente les diagrammes de constellation en entrée et en sortie de l'amplificateur lorsque celui-ci est excité par un signal modulé 16-QAM. On remarque alors une distorsion de la constellation de sortie due aux fluctuations de gain et de phase de l'amplificateur. Cette distorsion, lorsqu'elle est importante peut entraîner des erreurs de décision du côté du récepteur et donc une transmission erronée de l'information.

Le taux EVM, exprimé en pourcentage (%), mesure sur l'ensemble d'une constellation l'écart de position entre le symbole obtenu et la position idéale attendue (Fig. 1.14). On calcule l'EVM à partir de l'expression définie ci-dessous :

$$EVM (\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N |s_{kideal} - s_{kreel}|^2}{\sum_{k=1}^N |s_{kideal}|^2}} \quad (1.23)$$

où s_{kideal} désigne le symbole idéal numéro k de la constellation, s_{kreel} , le symbole associé au symbole idéal et N , le nombre de symboles de la trame.

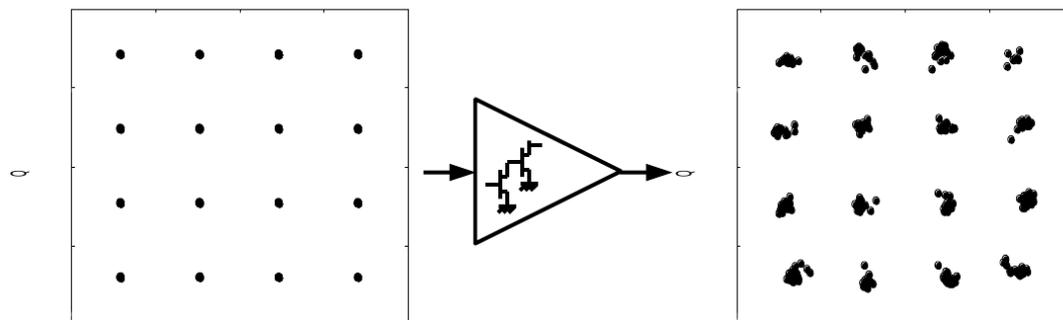


FIG. 1.13 – Constellation entrée et sortie d'un amplificateur

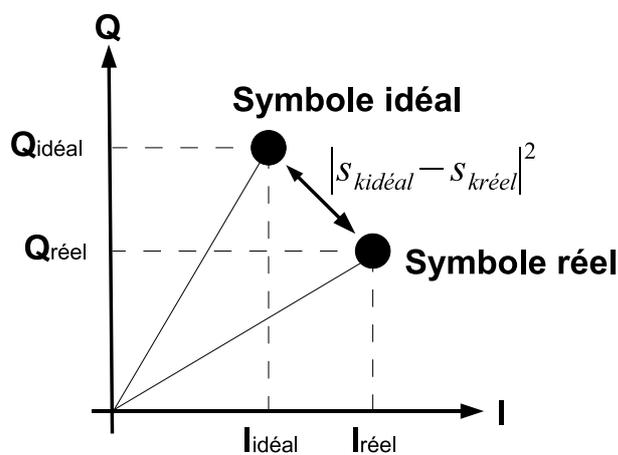


FIG. 1.14 – Schéma de calcul de l'EVM

1.3.6 Origines et manifestations des effets dispersifs de mémoire non linéaire

Comme nous venons de le voir, l'amplificateur de puissance est un composant non linéaire et donc son signal de sortie dépend de l'amplitude du signal d'entrée. La Fig. 1.15 montre la caractéristique AM/AM d'un amplificateur pour une modulation 16-QAM de deux débits symboles différents (100 ksymb/s et 10 Msymb/s). Comme nous le remarquons, la réponse de l'amplificateur varie également selon la vitesse de variation du signal à l'entrée.

Cette différence de réponse de l'amplificateur est la conséquence de mécanismes complexes internes à l'amplificateur : les phénomènes de mémoire. Ces phénomènes sont dus à des constantes de temps multiples provenant d'interactions complexes entre les différents composants structurant un amplificateur (transistors, capacités, inductances). La réponse de l'amplificateur n'est donc pas instantanée, le signal de sortie est la résultante d'une combinaison complexe entre le signal d'entrée à l'instant présent et

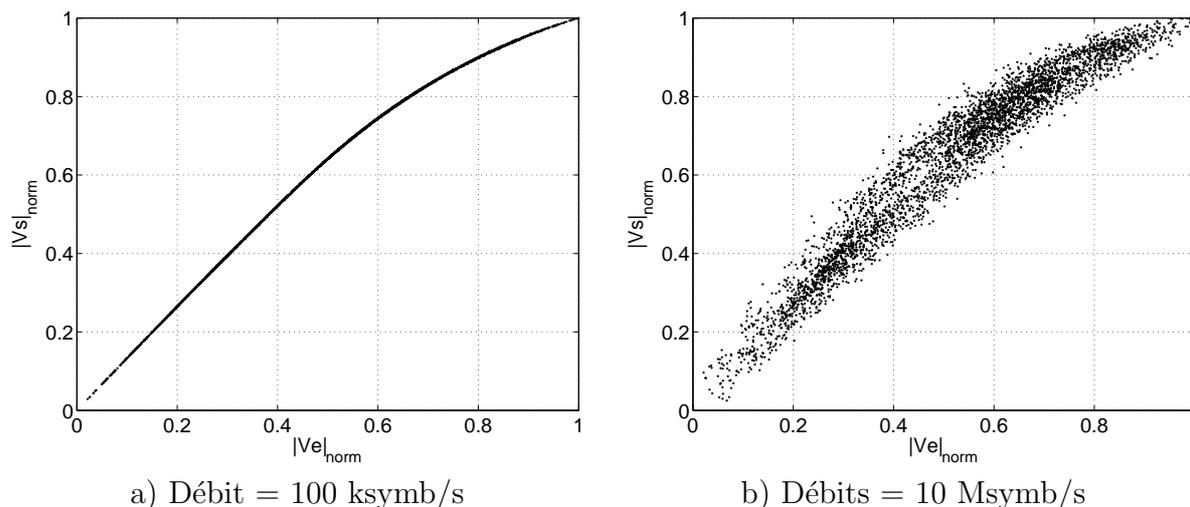


FIG. 1.15 – Caractéristique $|V_s|/|V_e|$ pour deux débits symboles

les excitations et les états précédents de l'amplificateur compris jusqu'à une durée correspondante à la constante de temps la plus longue.

Initialement, les travaux de W. Bösch [9] ont permis de mettre en évidence les origines de ces phénomènes et ont par la suite, fait l'objet de nombreuses études, J. Vuolevi [10], N. Le-Gallou [11] et C. Mazière [12]. Afin de clarifier les origines de ces phénomènes, on distingue deux catégories de phénomènes de mémoire en fonction de leurs constantes de temps par rapport aux périodes de la porteuse RF et du signal de modulation. On parle alors généralement de mémoire haute fréquence (constante de temps courte) et basse fréquence (constante de temps longue).

1.3.6.1 Origine de la mémoire haute fréquence

Les effets de mémoire HF découlent de la limitation de la bande passante RF de l'amplificateur. Il s'agit d'effets à constantes de temps courtes résultant principalement du temps de parcours du signal dans les transistors et les réseaux d'adaptation. En effet, dans le cas des applications de type télécommunications pour lesquelles les bandes de fréquences des amplificateurs de puissance sont d'environ 10%, les circuits d'adaptation ramenant les impédances optimales aux accès des transistors, sont optimisés de manière inégale sur la bande de fonctionnement. Ces différences induisent des variations du gain de l'amplificateur dans la bande.

Les effets de la mémoire HF peuvent être visualisés à l'aide d'une porteuse CW dont on fait varier la fréquence d'excitation. A titre d'illustration, on peut voir sur la Fig. 1.16, les courbes de gain et de déphasage entrée/sortie d'un amplificateur, qui vont être différentes

suivant la fréquence d'excitation.

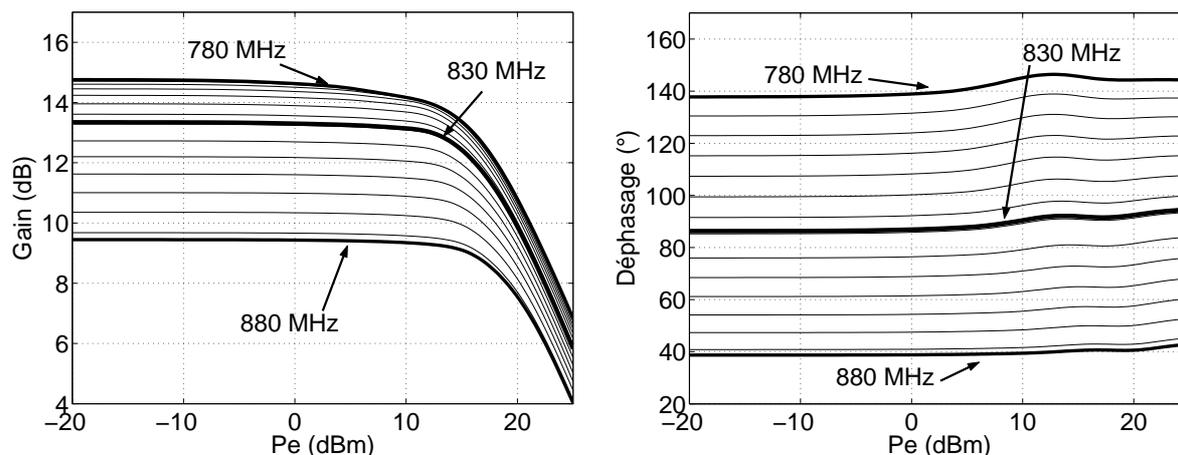


FIG. 1.16 – Caractéristique CW en puissance et déphasage d'un amplificateur

1.3.6.2 Origine de la mémoire basse fréquence

A la différence de la mémoire HF, les effets de mémoire basse fréquence sont la conséquence des constantes de temps longues (us à ms) contenues dans l'amplificateur. Ces effets sont problématiques puisque leurs constantes de temps sont du même ordre de grandeur que celles présentes dans le signal modulé. Les effets de mémoire BF résultent principalement de l'auto-échauffement et des phénomènes de pièges contenus dans les transistors [13, 14], des variations des impédances de fermeture des circuits de polarisation [15] et des dispositifs de contrôle automatique de gain. Ces différents phénomènes induisent une modulation lente du point de fonctionnement du transistor. Ces effets basses fréquences sont continuellement présents au sein de l'amplificateur mais influencent ses caractéristiques essentiellement lorsque celui-ci est soumis à un signal d'excitation à enveloppe variable générant un spectre basse fréquence.

Afin de mettre en évidence de manière simple ces phénomènes, on utilise classiquement une excitation bi-porteuse dont on fait varier la fréquence de battement ΔF . Dans la Fig. 1.17, nous montrons les caractéristiques de C/I3 gauche et droit d'un amplificateur en fonction de l'écart de fréquence pour plusieurs puissances.

On observe ici des variations importantes des caractéristiques de C/I3 en fonction des écarts de fréquence, qui sont un témoignage d'effets de mémoire BF importants. De plus on observe des phénomènes de résonance de plusieurs dB ainsi que des dissymétries des termes d'intermodulation gauche et droit témoignant de la grande complexité des phénomènes engendrés par la mémoire basse fréquence. En pratique, les variations appa-

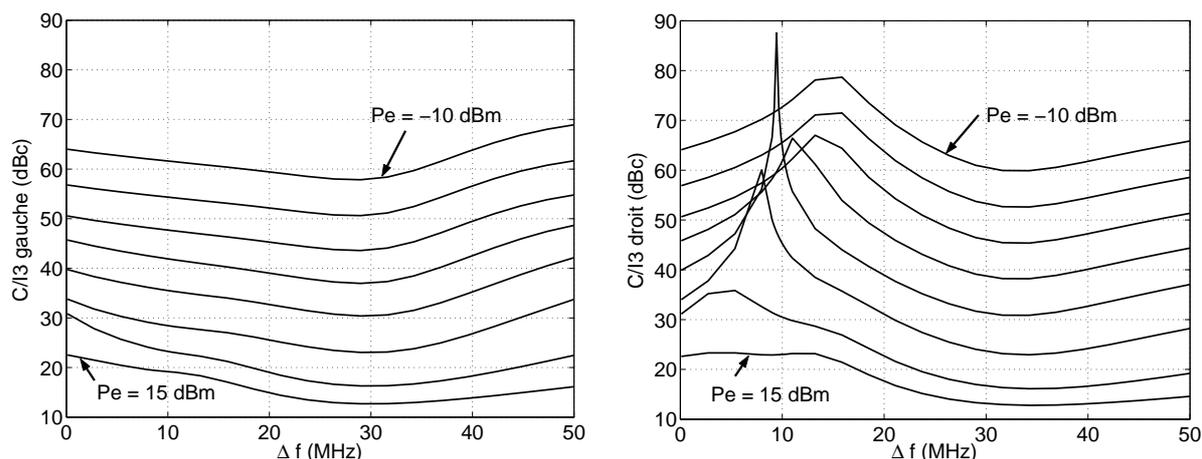


FIG. 1.17 – Influence de la mémoire BF sur les caractéristiques de C/I3

raissant pour des fréquences de battement très basses (inférieure à 1 MHz) correspondent aux influences des phénomènes thermiques et de pièges. A plus haute fréquence de battement ce sont les imperfections des circuits de polarisation qui sont mis en cause. Dans notre cas, le modèle de transistor utilisé ne possédant ni modèle thermique [16], ni modèle de pièges [17], on peut en conclure que les variations des C/I3 sont uniquement dues aux circuits de polarisation.

Dans une partie de leurs travaux, J. Mazeau [18] et F-X. Estagerie [1], se sont consacrés à l'étude de ces phénomènes dans le cadre des dispositifs RADAR sur des amplificateurs de technologie HBT. Bien que, dans ce type d'application, le signal soit généralement à enveloppe constante, ces études ont montré la forte influence des phénomènes thermiques sur la forme des signaux RADAR amplifiés. En effet, dans ce type d'application, les densités de puissance mises en jeu sont considérables entraînant une forte dépendance thermique du comportement de l'amplificateur.

Ces multiples études témoignent de la grande complexité des phénomènes mis en jeu. Lors de l'amplification des signaux de télécommunication modulés en amplitude et en phase, les effets dispersifs HF et BF vont être couplés de manière non linéaire et exacerbés différemment suivant la largeur de la bande et la puissance du signal. Si l'on souhaite une modélisation efficace, il sera donc important dans les modèles développés de considérer scrupuleusement ces différents phénomènes.

1.4 Modélisation des amplificateurs de puissance

Nous avons introduit dans les paragraphes précédents le caractère non linéaire à mémoire de l'amplificateur. Dans cette partie, nous développons le principe de la modélisation système appliqué à l'amplificateur de puissance. Nous passerons en revue, de manière non exhaustive, quelques uns des modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance les plus significatifs.

1.4.1 Principe de la modélisation système d'un amplificateur

De nos jours, de par le coût et la complexité des différents équipements de télécommunication, une simulation efficace (rapide et précise) de tels systèmes est obligatoire afin de devancer d'éventuelles difficultés lors de l'implémentation physique. La maturité et l'efficacité des techniques de simulation circuit (Intégration Temporelle (IT)[19], Equilibrage Harmonique (EH ou HB acronyme de Harmonic Balance) [19, 20] et Transitoire d'Enveloppe (ET) [21]) permettent, de manière complémentaire, la simulation efficace d'un circuit non linéaire et ce pour une large gamme de signaux allant d'un simple signal mono-porteuse à des modulations complexes.

Cependant, ces techniques d'analyse de niveau circuit se révèlent souvent inadaptées à la simulation de sous-systèmes ou de systèmes complets. En effet, la densité de transistors dans les systèmes étant de plus en plus élevée, le volume d'information à manipuler devient prohibitif augmentant de manière considérable le temps de calcul. Dans ce contexte, afin de réduire la taille du problème, la modélisation dite système est communément utilisée par les intégrateurs système. La modélisation système permet de faire abstraction du circuit en le remplaçant par un modèle dit comportemental. Ce modèle reproduit de la manière la plus précise possible les phénomènes mis en jeu dans le circuit tout en conservant une structure simplifiée. Ceci permet de pouvoir intégrer le module dans un système plus complexe et d'atteindre des temps de calcul réalistes de la réponse à une excitation complexe du dispositif complet.

La modélisation comportementale consiste donc à remplacer un module complexe de la chaîne de transmission par une relation mathématique. Cette fonction mathématique relie le signal d'entrée $x(t)$ au signal de sortie $y(t)$ du dispositif à modéliser.

$$x(t) = f_{NL}(x(t), t) \tag{1.24}$$

Comme nous l'avons présenté dans le paragraphe (1.2.2.3), les signaux manipulés dans les systèmes de télécommunication sont en général des signaux de type passe-bande qui s'écrivent comme ci-dessous :

$$x(t) = \Re \{ \hat{x}(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \} \quad (1.25)$$

où $x(t)$ désigne le signal RF réel, $\hat{x}(t)$ le signal d'enveloppe complexe contenant l'information utile et ω_0 la pulsation relative à la fréquence porteuse f_0 .

Cette considération majeure permet de faire abstraction du signal de porteuse f_0 afin de caractériser l'ensemble des sous-systèmes d'un dispositif au travers des relations entre les enveloppes complexes à leurs accès ($\hat{x}(t)$ et $\hat{y}(t)$). En règle générale, on considère que les tensions de polarisation sont maintenues à des valeurs constantes et que les harmoniques supérieures sont suffisamment filtrées aux accès de l'amplificateur. La modélisation comportementale consiste alors à identifier la relation entre les enveloppes d'entrée et de sortie. Le principe de la modélisation d'un amplificateur est schématisé sur la Fig. 1.18.

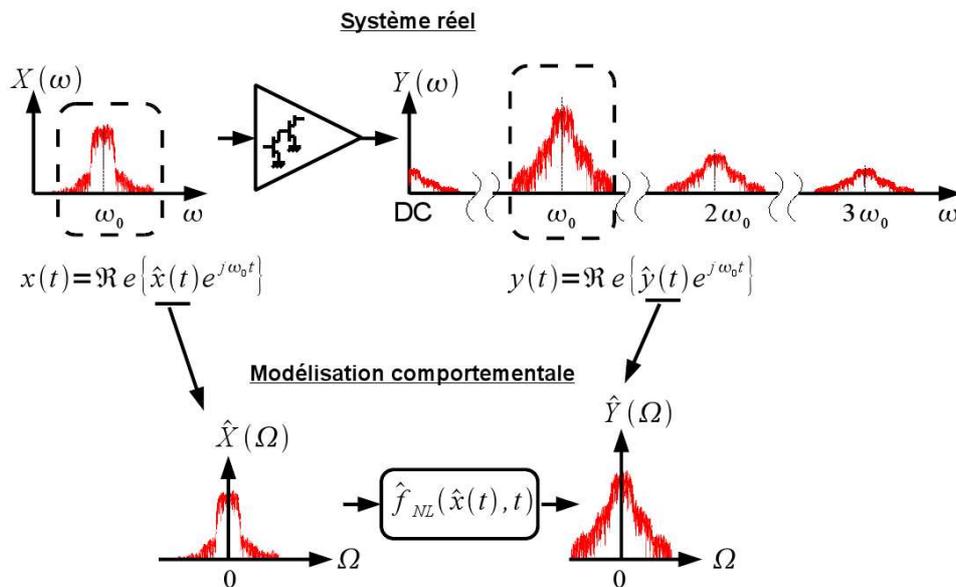


FIG. 1.18 – Principe de la modélisation système d'un amplificateur

On note alors que dans la formulation d'enveloppe complexe, un signal mono-porteuse RF est considéré comme un signal d'enveloppe complexe constante et un signal bi-porteuse RF, comme un signal d'enveloppe complexe sinusoïdal.

La formulation en enveloppe complexe du dispositif permet de considérer uniquement la dynamique du signal modulant, considérablement plus lente que la dynamique du

signal RF ($(BW_{modulant}/f_0) \ll 1$). Ceci est très avantageux numériquement puisque le pas avec lequel on échantillonne le signal est beaucoup plus grand. Ainsi on réduit de fait le nombre de points à simuler par rapport au signal réel.

Le schéma bloc d'un amplificateur est un quadripôle comme schématisé sur la Fig. 1.19, où $\hat{a}_1(t)$, $\hat{a}_2(t)$, $\hat{b}_1(t)$ et $\hat{b}_2(t)$ sont les enveloppes des ondes de puissance incidentes et réfléchies aux accès.

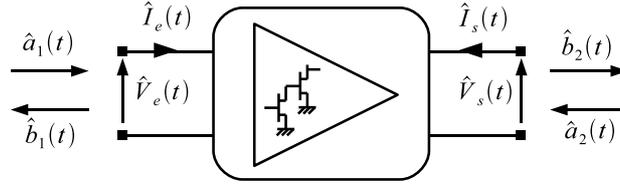


FIG. 1.19 – Modélisation unilatérale d'un amplificateur

Généralement, afin de limiter la complexité du modèle, l'amplificateur est supposé unilatéral, c'est à dire que nous considérons celui-ci parfaitement adapté sur son impédance optimale, généralement $Z_0 = 50\Omega$. Dans ce type de modèle, les ondes $\hat{b}_1(t)$ et $\hat{a}_2(t)$ sont alors considérées comme nulles. Dans ce cas, les relations entre les tensions et les ondes de puissance s'écrivent comme ci-dessous :

$$\hat{a}_1(t) = \frac{\hat{V}_e(t)}{\sqrt{Z_0}} \text{ et } \hat{b}_2(t) = \frac{\hat{V}_s(t)}{\sqrt{Z_0}} \quad (1.26)$$

La modélisation comportementale unilatérale consiste alors à déterminer une des relations simplifiées ci-dessous.

$$\begin{aligned} \hat{b}_2(t) &= \hat{f}_{NL_{ondes}}(\hat{a}_1(t), t) \\ \hat{V}_s(t) &= \hat{f}_{NL_{tensions}}(\hat{V}_e(t), t) \end{aligned} \quad (1.27)$$

Afin d'alléger les notations, dans la suite de ce travail, nous poserons $\hat{x}(t) = \hat{V}_e(t)$, $\hat{y}(t) = \hat{V}_s(t)$ et $\hat{f}_{NL} = \hat{f}_{NL_{tensions}}$.

A titre indicatif, la modélisation dite bilatérale prenant en compte les phénomènes de désadaptation à partir de l'ensemble des ondes de puissance, a été étudiée dans les récents travaux de thèse de F-X. Estagerie [1, 22] ainsi que dans les travaux de J. Verspecht et D.E. Root [23]. Cependant, les techniques d'extraction et d'implémentation de ces modèles dans les logiciels systèmes restent assez complexes avec des temps de

calcul assez élevés en comparaison à une modélisation unilatérale. Par ailleurs dans de nombreuses applications, l'hypothèse unilatérale reste suffisamment valable; c'est donc l'hypothèse qui sera adoptée dans notre travail.

Une très importante littérature scientifique est disponible sur la modélisation unilatérale des amplificateurs. De nombreuses approches ont été proposées. Il est bien entendu qu'elles sont pas toutes aussi précises les unes que les autres. Cependant, de part la disparité importante des amplificateurs et de leurs utilisations, la comparaison entre ces méthodes reste très difficile.

Ces dernières années, quelques communications [24, 25] et livres [26, 27] ont fait leur apparition afin de synthétiser l'ensemble de la production scientifique. Dans [24], les auteurs proposent un état de l'art des techniques de modélisation généralement utilisées sans faire de comparaison. La référence [25] propose une analyse de cinq modèles des plus utilisés (Wiener, Hammerstein [28], Polynôme avec mémoire [29, 30], Volterra [31] et réseaux de neurones [32]). A partir de deux amplificateurs, les auteurs proposent une évaluation des performances en identifiant ces modèles à partir de données mesurées. Très récemment, dans [27], un long travail bibliographique, dirigé par D. Schreurs, a été publié dans un livre décrivant de manière relativement exhaustive les techniques consacrées à la modélisation unilatérale des amplificateurs de puissance. Tout au long de nos descriptions, une explication plus complète peut y être trouvée.

Dans la suite de ce document, nous présenterons un bref panorama des trois catégories de modèles rencontrées dans la littérature qui permettent de rendre compte à différents degrés des effets non linéaires dans les amplificateurs de puissance :

- Modèles sans mémoire
- Modèles à mémoire haute fréquence
- Modèles à mémoire haute et basse fréquence

1.4.2 Modèles sans mémoire

Ce modèle, souvent qualifié de « modèle de gain complexe », est le modèle le plus basique. Développé à l'origine afin de modéliser les amplificateurs de type tube à onde progressive (TOP), il a été par la suite adopté pour la modélisation des amplificateurs à l'état solide (SSPA). Cette classe de modèle représente exclusivement la caractéristique non linéaire de l'amplificateur ignorant totalement les effets dynamiques de mémoire. En d'autres termes, le signal de sortie est instantanément décrit par le signal d'entrée et

s'écrit généralement suivant la forme ci-dessous :

$$\hat{y}(t) = \hat{f}_{NL}(\hat{x}(t)) = \hat{G}(|\hat{x}(t)|) \cdot \hat{x}(t) \quad (1.28)$$

où \hat{G} représente le gain complexe de l'amplificateur.

Ce modèle peut être identifié à partir de la réponse de l'amplificateur à un signal mono-porteuse (CW) en mesurant les courbes AM/AM et AM/PM à la fréquence centrale. Les relations définissant le modèle sont alors les suivantes :

$$|\hat{y}(t)| = f_{AM/AM}(|\hat{x}(t)|) \quad (1.29)$$

$$\angle \hat{y}(t) = f_{AM/PM}(|\hat{x}(t)|) + \angle \hat{x}(t) \quad (1.30)$$

où $\angle \hat{x}(t)$ et $\angle \hat{y}(t)$ représentent les phases respectives de $\hat{x}(t)$ et de $\hat{y}(t)$.

Il peut également être déterminé de façon dynamique en utilisant un signal modulé (par exemple bi-porteuse ou modulation complexe) de très faible bande afin de ne pas exciter les phénomènes de mémoires internes. Lorsque ceux-ci sont exacerbés, on peut éventuellement déterminer une courbe moyenne par le biais de techniques de filtrage appropriées [33, 34] afin de rendre compte du comportement « moyen » de l'amplificateur.

Les travaux de modélisation consistent généralement à trouver des lois analytiques décrivant les fonctions $f_{AM/AM}$ et $f_{AM/PM}$. De nombreuses formes de modèles sont ainsi rencontrées résultant principalement d'une analyse empirique du comportement de l'amplificateur. Parmi les modèles les plus répandus on trouve le modèle de Saleh [35] dont les expressions des fonctions de conversion sont décrites ci-dessous :

$$f_{AM/AM}(|\hat{x}(t)|) = \frac{\alpha_a \cdot |\hat{x}(t)|}{1 + \beta_a \cdot |\hat{x}(t)|^2} \quad (1.31)$$

$$f_{AM/PM}(|\hat{x}(t)|) = \frac{\alpha_p \cdot |\hat{x}(t)|^2}{1 + \beta_p \cdot |\hat{x}(t)|^2} \quad (1.32)$$

où les paramètres α_a , β_a , α_p et β_p permettent de décrire le comportement de l'amplificateur.

Une seconde formulation très employée est le modèle polynomial complexe [36]. Ce dernier s'inspire des séries de Taylor à coefficients complexes. Nous rappelons sa forme

ci-dessous :

$$\hat{y}(t) = \sum_{n=0}^N \hat{a}_{2n+1} \cdot |\hat{x}(t)|^{2n} \cdot \hat{x}(t) \quad (1.33)$$

où \hat{a}_{2n+1} représente les coefficients complexes de la décomposition d'ordre $2N$.

On peut relier cette expression aux caractéristiques $f_{AM/AM}$ et $f_{AM/PM}$ comme ci-dessous :

$$|\hat{y}(t)| = f_{AM/AM}(|\hat{x}(t)|) = \left| \sum_{n=0}^N \hat{a}_{2n+1} \cdot |\hat{x}(t)|^{2n+1} \right| \quad (1.34)$$

$$\angle \hat{y}(t) = f_{AM/PM}(|\hat{x}(t)|) + \angle \hat{x}(t) = \angle \sum_{n=0}^N \hat{a}_{2n+1} \cdot |\hat{x}(t)|^{2n} + \angle \hat{x}(t) \quad (1.35)$$

Ces modèles représentent assez précisément le comportement d'un amplificateur lorsque celui-ci est excité par un signal avec une faible largeur de bande tout en ayant l'avantage d'être simple à identifier. Cependant le fait de négliger les phénomènes de mémoire est souvent néfaste à la précision de la prédiction du modèle, notamment dans le cas des amplificateurs SSPA.

1.4.3 Modèles à mémoire haute fréquence

Afin de rendre compte des effets de mémoire haute fréquence, les modèles dit à mémoire haute fréquence tentent de prendre en compte les variations du gain dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur en associant un modèle statique à des filtres linéaires. Les deux structures de base qui y découlent, le modèle d'Hammerstein et le modèle de Wiener, sont présentées par la suite.

1.4.3.1 Modèle d'Hammerstein

Le modèle d'Hammerstein exploite la structure ci-dessous, Fig. 1.20 cascasant un filtre linéaire à la suite d'une non linéarité statique.

La non linéarité est généralement caractérisée à la fréquence centrale de la bande de fonctionnement. On mesure les courbes AM/AM et AM/PM sur l'ensemble de la bande de fonctionnement. Ces courbes constituent alors les courbes de référence. La fonction de transfert du filtre est déterminée par optimisation en minimisant l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les courbes mesurées et simulées.

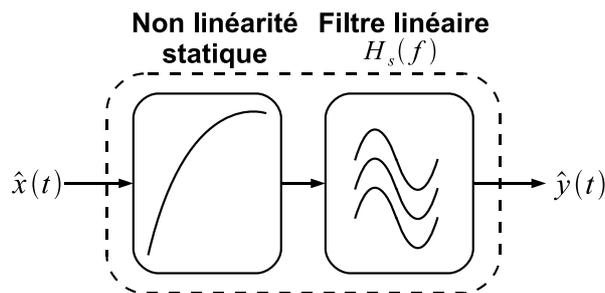


FIG. 1.20 – Modèle d’Hammerstein

Ce modèle permet de reproduire la variation de la caractéristique non linéaire choisie sur l’ensemble de la bande de fonctionnement sans toutefois permettre de reproduire des caractéristiques dont la courbure diffère suivant la fréquence d’excitation. Ce comportement généralement satisfaisant pour les TOPs ne l’est pas pour les amplificateurs SSPA.

1.4.3.2 Modèle de Wiener

A l’inverse du modèle d’Hammerstein, la structure du modèle de Wiener associe un filtre linéaire qui est suivi d’une non linéarité statique comme représenté sur la Fig. 1.21. Le fait d’insérer le filtre linéaire en amont de la non linéarité donne la possibilité de prendre en compte les variations de courbure en fonction de la fréquence d’excitation.

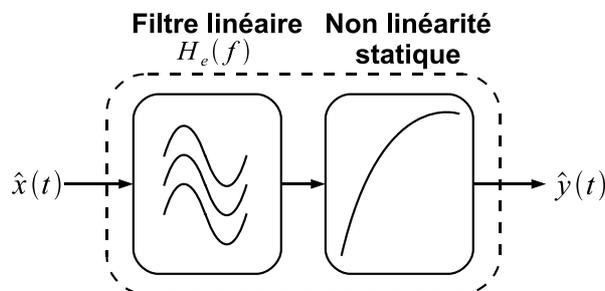


FIG. 1.21 – Modèle de Wiener

Afin de reproduire plus fidèlement la réalité du comportement de l’amplificateur, une combinaison des deux effets est souhaitée. Dans ce but, on associe deux filtres, un en amont et un autre en aval à une non linéarité statique ; on parle alors de modèle d’Hammerstein-Wiener. A l’opposé, dans le modèle de Wiener-Hammerstein, on associe deux non linéarités statiques à un filtre linéaire. Dans la pratique, ce type de modèle est très peu utilisé car l’identification des fonctions de transfert des filtres des modèles est souvent rédhibitoire.

1.4.3.3 Autres modèles

De nombreuses architectures de modèle découlent des modèles de base présentés ci-dessus. Parmi ceux-ci, on peut citer le modèle de Saleh à mémoire [35] dans lequel les coefficients dépendent de la fréquence; le modèle de Abuelma'atti [37] qui propose un modèle en quadrature (partie réelle et imaginaire dissociées) composé de N modèles d'Hammerstein en parallèle dans lesquels la non linéarité statique est représentée par une fonction de Bessel.

La majorité de ces modèles a été pensée dans le passé afin de reproduire avec succès le comportement des amplificateurs TOPs. Cependant, le principe de l'identification à partir d'excitation CW limite leurs applications à la seule prise en compte de la mémoire haute fréquence étant acquis que ce signal d'amplitude constante n'excite pas les phénomènes de mémoire basse fréquence. Ce type de caractérisation est donc souvent insuffisant pour la modélisation des amplificateurs à l'état solide. Par contre, ceux-ci ont le mérite de montrer les principes de base associés à la modélisation des phénomènes de mémoire qui combine généralement une fonction de filtrage à une non linéarité statique.

1.4.4 Modèles à mémoire haute et basse fréquence

La considération des effets de mémoire basse fréquence est devenue un enjeu capital pour une modélisation précise des amplificateurs SSPA face aux signaux de télécommunication modernes. Des techniques de modélisation ont donc été développées afin de satisfaire ce besoin.

Les premiers modèles proposèrent des topologies localisées mettant en oeuvre une non linéarité statique ne dépendant plus essentiellement de l'amplitude instantanée du signal d'entrée mais également d'un paramètre externe (température, point de polarisation) [9, 38, 39]. Ces modèles supposent une séparation formelle entre les effets de mémoire et la non linéarité statique ce qui n'est pas toujours justifiable. Afin de proposer des modèles plus réalistes, il est apparu intéressant de s'appuyer sur des bases plus mathématiques pour lesquels n'est présumé aucune topologie a priori afin de garantir une structure plus générale, capable de décrire les phénomènes de mémoire intimement imbriqués.

1.4.4.1 La série de Volterra classique

L'étude des outils mathématiques montre que la série de Volterra, introduite à la fin du $XIX^{\text{ème}}$ siècle par V. Volterra, semble être le seul formalisme mathématique permettant une description explicite et rigoureuse de systèmes non linéaires à mémoire

[40]. Pour résumer, cette série est une extension aux systèmes non linéaires du produit de convolution caractérisant les systèmes linéaires.

D'après le formalisme de Volterra, la relation entre l'entrée $x(t)$ et la sortie $y(t)$ d'un système non linéaire à mémoire s'écrit comme ci-dessous :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (1.36)$$

$$\text{avec } y_n(t) = \int_0^{\tau} \dots \int_0^{\tau} h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) d\lambda_i$$

où n représente l'ordre de la non linéarité et $h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ représente le noyau de la série de Volterra d'ordre n .

Cette équation désignée série de Volterra classique fait apparaître la réponse d'un système non linéaire sous la forme d'une sommation d'un terme linéaire puis quadratique, cubique, etc... comme le montre la topologie générale sur la Fig. 1.22.

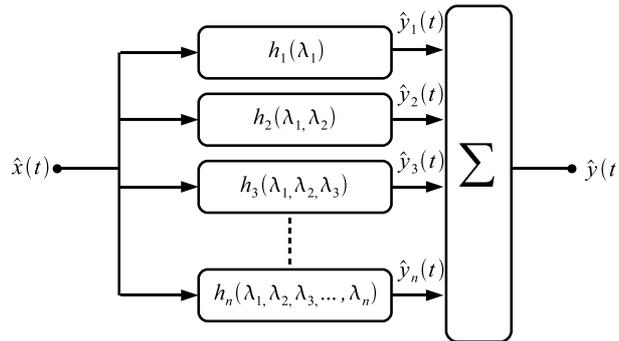


FIG. 1.22 – Topologie du modèle de Volterra

En se limitant au premier ordre, on fait apparaître le produit de convolution simple correspondant à la théorie des systèmes linéaires qui est donc un sous-ensemble du formalisme de Volterra.

$$y(t) = y_1(t) = \int_0^{\tau} h_1(\lambda_1) x(t - \lambda_1) d\lambda_1$$

On note que ces noyaux sont des invariants du système, c.a.d indépendants du signal d'excitation. Ainsi leur connaissance permet de décrire la réponse du système à tout type

d'excitation.

Néanmoins, avec ce formalisme, on se trouve rapidement confronté à la difficulté d'identification d'un nombre important de noyaux h_n . En effet le nombre de noyaux s'accroît rapidement $((M + 1)^N)$ avec l'ordre de la non linéarité, rendant la méthode très peu pratique. Ceci limite donc l'utilisation de ce formalisme à des dispositifs faiblement non linéaires ou pour un signal d'excitation de faible niveau.

Afin de palier à ce problème, faisant suite aux travaux de F. Filicori sur la modélisation des transistors [41], les travaux de N. Le-Gallou [11] ont introduit le concept de la série de Volterra à noyaux dynamiques pour modèle d'amplificateur. A la suite de ce travail, A. Soury [42] introduit le principe de la réponse impulsionnelle non linéaire. Ces deux formalismes seront détaillés au début du chapitre 3 car ils sont à la base des modèles que nous développerons par la suite.

1.4.4.2 La série de Volterra classique en temps discret

Une autre variante de la série de Volterra consiste en sa forme en temps discret. En notant $t = k \cdot T_s$ avec, T_s la période d'échantillonnage et M la durée de la mémoire du système, la série de Volterra discrète donnant la relation entre l'entrée et la sortie pour chaque échantillon k s'écrit comme ci-dessous :

$$y(k) = \sum_{n=1}^N y_n(k) \tag{1.37}$$

$$\text{avec } y_n(k) = \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=m_1}^M \dots \sum_{m_n=m_{n-1}}^M h_n(m_1, \dots, m_n) \times x(k - m_1)x(k - m_2) \dots x(k - m_n)$$

Tout comme pour le formalisme en temps continu, le formalisme discret est mal adapté aux systèmes fortement non linéaires requérant l'identification d'un grand nombre de coefficients. Cependant, dans la forme discrète il est plus facilement possible de supprimer certains termes considérés négligeables à la suite d'observations empiriques. Plusieurs raffinements ont été proposés [43, 31, 30, 25] conduisant à une série de modèles plus ou moins efficaces. Ils consistent à sélectionner de manière empirique une série de termes. Les coefficients des caractéristiques des différents termes sont ensuite calculés par optimisation, de façon à ce que le réseau reproduise la réponse de l'amplificateur sur une classe de signaux adéquats. On peut citer les modèles de la famille Wiener-Hammerstein [28], polynôme avec mémoire (Memory Polynomials) [29, 30] et le modèle NARMA (Nonlinear autoregressive moving-average model) [44, 45].

Cette catégorie de modèle présente malheureusement des propriétés d'extrapolation médiocres, en ce sens que le modèle ne reproduit convenablement que la réponse aux signaux d'excitation appartenant à la classe des signaux ayant servi à l'identification du modèle. Afin de donner une illustration à nos propos, nous allons dans le paragraphe suivant expérimenter le modèle le plus emblématique de cette catégorie, qui est le polynôme à mémoire. Celui-ci a permis de modéliser avec un certain succès les effets de mémoire des amplificateurs [25, 46] et semble maintenant majoritairement considéré comme le modèle offrant le meilleur compromis entre précision et complexité.

1.4.5 Modèle polynomial avec mémoire

1.4.5.1 Présentation du modèle polynomial avec mémoire

Ce modèle est une simplification de la série de Volterra discrète qui ne conserve que les termes de la diagonale. C'est à dire que les noyaux sont définis seulement lorsque la condition $m_1 = m_2 = \dots = m_n$ est remplie, sinon les noyaux sont nuls. L'expression du modèle simplifiée [46] est présentée ci-dessous :

$$\hat{y}(k) = \sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^Q \hat{a}_{nq} |\hat{x}(k-q)|^{2(n-1)} \hat{x}(k-q) \quad (1.38)$$

où Q représente la profondeur de la mémoire et $2(N-1)$ l'ordre de la non linéarité.

D'après [25, 30], en posant,

$$F_q(\hat{x}(k-q)) = \sum_{n=1}^N \hat{a}_{nq} |\hat{x}(k-q)|^{2(n-1)} \hat{x}(k-q) \quad (1.39)$$

l'expression du signal de sortie peut s'écrire suivant la forme ci-dessous :

$$\hat{y}(k) = \sum_{q=0}^Q F_q(\hat{x}(k-q)) \quad (1.40)$$

Cette expression fait apparaître la structure FIR (Finite Impulse Response) du modèle polynomial, dans laquelle les coefficients du filtre ont été remplacés par la non linéarité $F_q(\hat{x}(k-q))$ correspondant à une fonction de chaque retard du signal d'entrée. La structure est représentée sur la Fig. 1.23.

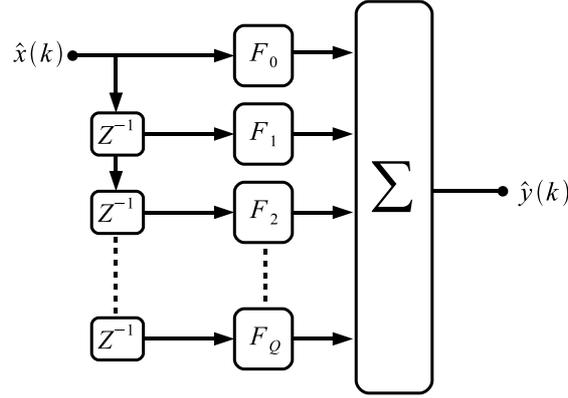


FIG. 1.23 – Topologie du modèle polynomial avec mémoire

1.4.5.2 Identification des coefficients du modèle

L'équation (1.38) peut également se mettre sous la forme ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \hat{y}(k) &= \sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^Q \hat{a}_{nq} F_{nq}(k-q) & (1.41) \\
 &= \hat{a}_{10} F_{10}(k) + \hat{a}_{20} F_{20}(k) + \dots + \hat{a}_{N0} F_{N0}(k) \\
 &+ \hat{a}_{11} F_{11}(k-1) + \hat{a}_{21} F_{21}(k-1) + \dots + \hat{a}_{N1} F_{N1}(k-1) \\
 &+ \dots + \hat{a}_{1Q} F_{1Q}(k-Q) + \hat{a}_{2Q} F_{2Q}(k-Q) + \dots + \hat{a}_{NQ} F_{NQ}(k-Q)
 \end{aligned}$$

où $F_{nq}(k-q) = |\hat{x}(k-q)|^{2(n-1)} \hat{x}(k-q)$.

Dans ce cas l'équation peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$Y = FA \quad (1.42)$$

où les vecteurs Y et A et la matrice F ont la forme donnée ci-dessous :

$$Y = [\hat{y}(0) \hat{y}(1) \dots \hat{y}(K-1)]^T \quad (1.43)$$

$$A = [\hat{a}_{10} \hat{a}_{20} \dots \hat{a}_{N0} \hat{a}_{11} \hat{a}_{21} \dots \hat{a}_{N1} \hat{a}_{1Q} \hat{a}_{2Q} \dots \hat{a}_{NQ}]^T \quad (1.44)$$

$$F = [F_{10} \dots F_{N0} F_{11} \dots F_{N1} F_{1Q} \dots F_{NQ}] \quad (1.45)$$

et les vecteurs F_{nq} de la matrice F sont de la forme suivante :

$$F_{nq} = [F_{nq}(-q) F_{nq}(1-q) F_{nq}(K-1-q)]^T \quad (1.46)$$

Les coefficients complexes du modèle sont alors déterminés à partir de la résolution du système d'équation suivant la méthode des moindres carrés permettant de minimiser l'er-

reur entre la sortie estimée du modèle et la sortie mesurée. La solution du système s'exprime comme ci-dessous :

$$A = (F^H F)^{-1} F^H Y \quad (1.47)$$

1.4.5.3 Etude de cas

L'amplificateur de test est l'amplificateur qui a été utilisé pour la description des phénomènes non linéaires du paragraphe (1.3.6.2). C'est un amplificateur faible bande fonctionnant autour d'une fréquence centrale de $f_0 = 830MHz$. Il est conçu à partir d'un transistor LDMOS polarisé en classe AB légère. Son gain linéaire est de 13,3 dB et le point de compression à 1 dB est situé à une puissance d'entrée d'environ 15 dBm. L'évaluation des coefficients du modèle polynomial avec mémoire a été effectuée à partir d'un signal modulé 16-QAM filtré de 10 MHz de bande avec une trame contenant un ensemble de puissance moyenne d'entrée entre 0 et 18 dBm. La réponse du circuit est calculée à partir d'une simulation en transitoire d'enveloppe avec le logiciel ADS.

Nous avons identifié le modèle polynôme à mémoire pour un coefficient de non linéarité $N = 4$ et un coefficient de profondeur mémoire $Q = 6$. Une simulation du modèle est réalisée pour plusieurs valeurs de puissance moyenne à son entrée. Une comparaison à partir de l'erreur quadratique moyenne (EQM) et des ACPRs est présentée sur la Fig. 1.24 en fonction de la puissance moyenne du signal d'entrée. Notons que l'EQM est calculée comme ci-dessous :

$$EQM(dB) = 10 \cdot \log_{10} \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^K |y_{mesure}(k) - y_{modele}(k)|^2}{\sum_{k=0}^K |y_{mesure}(k)|^2}} \quad (1.48)$$

On remarque sur la Fig. 1.24, les effets de la mémoire sont fortement prononcés avec une forte dissymétrie des ACPRs entre le côté gauche et le côté droit. Bien que les valeurs d'EQM soit faible pour toutes les puissances testées, le modèle reproduit précisément les ACPRs seulement pour les très fortes valeurs de puissance moyenne.

Ceci peut être fortement pénalisant avec la montée en puissance des systèmes radio multi-standards. En effet, dans ce cas, le concepteur de système a besoin de connaître le comportement de l'amplificateur pour une gamme variée de signaux allant du simple CW aux signaux complexes et à des niveaux de puissance différents. L'utilisation de ce type de modèle demandera donc d'extraire plusieurs séries de coefficients dépendant du niveau de puissance et de la bande du signal que l'on souhaite étudier. Ceci montre bien

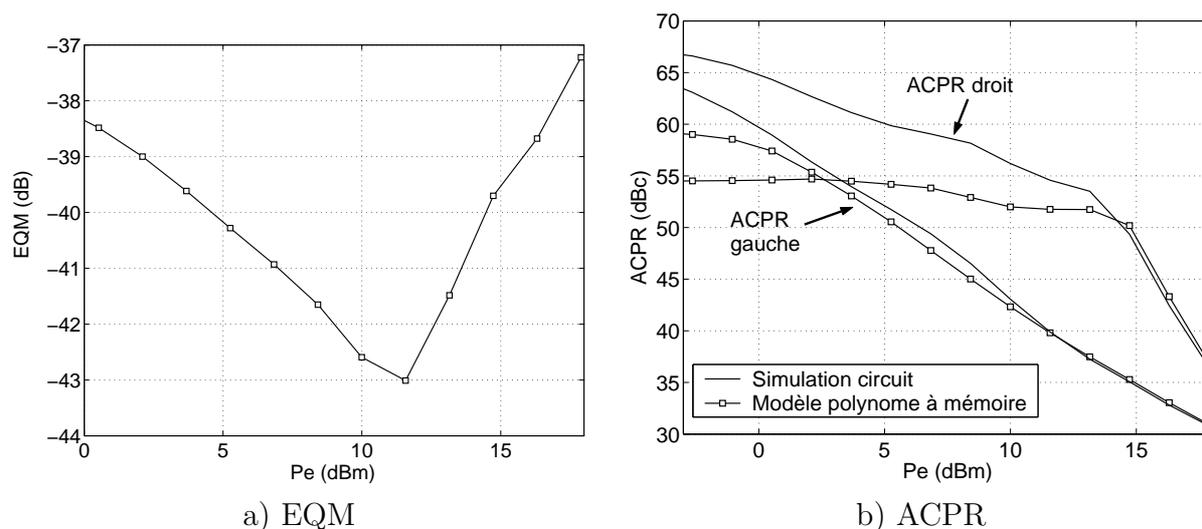


FIG. 1.24 – Comparaison entre modèle et simulation circuit

la nécessité de concevoir des méthodes de modélisation qui puissent à partir d'un modèle unique reproduire le comportement de l'amplificateur pour une gamme variée d'excitation.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons succinctement présenté un système d'émetteur-récepteur afin d'exposer le contexte dans lequel évolue un amplificateur de puissance. L'étude du principe de la modulation a permis de mettre en avant les modulations à enveloppe non constante excitant la non linéarité de l'amplificateur. Nous avons montré par la suite que les non linéarités des amplificateurs de puissance ont de multiples effets sur le signal RF. L'aspect non linéaire de l'amplificateur fait apparaître des harmoniques d'ordre supérieur ainsi que des intermodulations générant des remontées spectrales et des déformations du diagramme de constellation. Les facteurs de mérite permettant l'évaluation de ces perturbations ont également été présentés.

Par la suite, nous avons introduit les origines des phénomènes de mémoire qui peuvent intervenir dans les systèmes d'amplification. Ces effets sont divisés en deux catégories bien distinctes suivant leurs constantes de temps. La conséquence des constantes de temps courtes, c'est à dire du même ordre de grandeur que la période de la porteuse HF, dues majoritairement aux réseaux d'adaptation, mènent aux phénomènes de mémoire haute fréquence. Les constantes de temps longues, du même ordre de grandeur que la période du signal bande de base, conduisent aux phénomènes de mémoire basse fréquence. Les phénomènes basse fréquence sont principalement dus aux circuits de polarisation et aux caractéristiques physiques du composant.

Ces deux phénomènes de mémoire se combinent de manière non linéaire les rendant difficilement identifiables. Toutefois, il est à retenir que l'excitation de l'amplificateur par un signal mono-porteuse n'exacerbe que les phénomènes haute fréquence puisque ce signal ne génère aucun spectre basse fréquence. Les phénomènes basse fréquence se manifestent dès lors qu'un signal modulé tel qu'un signal bi-porteuse, est présenté aux accès de l'amplificateur.

La troisième partie de ce chapitre s'est concentrée à développer le concept de la simulation système et de la modélisation boîte noire qui s'exécute à partir des signaux bande de base. L'objectif de ce type de modélisation est de faire abstraction du circuit en le remplaçant par une fonction mathématique permettant une simulation plus rapide du système. La modélisation du comportement de l'amplificateur est alors un point critique et la prise en compte des phénomènes de mémoire apparaît nécessaire pour garantir la précision de la prédiction. Nous avons donc listé les modèles majoritairement utilisés pour représenter le comportement de l'amplificateur de puissance. Ceux-ci ont été divisés en trois catégories.

Les modèles sans mémoire permettent exclusivement de représenter la caractéristique statique de l'amplificateur et sont bien adaptés aux signaux de très faible bande ou à enveloppe constante.

Les modèles à mémoire HF permettent la modélisation des dispersions haute fréquence dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur. Ils mettent en oeuvre des combinaisons de filtre avec une non linéarité statique et sont identifiés à partir des réponses à un signal mono-porteuse sur l'ensemble de la bande de fonctionnement. S'ils peuvent être efficace pour les amplificateurs à TOP, ils ne le sont plus pour les SSPAs où les phénomènes de mémoire BF sont très important.

Les modèles prenant en compte la mémoire basse fréquence sont majoritairement basés sur le formalisme de la série de Volterra. Celle-ci est généralement simplifiée afin de limiter le nombre de coefficients à identifier. Cependant, cette simplification empirique ne permet principalement que la reproduction du comportement de l'amplificateur pour le signal ayant servi à son extraction. Ceci est un inconvénient majeur car il faudrait identifier un modèle différent pour chacun des signaux que le système devra transmettre.

Depuis maintenant une dizaine d'année, l'introduction de la série de Volterra dynamique et de la réponse impulsionnelle non linéaire a été une avancée importante pour rendre les modèles plus généralistes. Ceux-ci représentent la base de nos travaux de recherche et seront explicités au chapitre suivant.

Chapitre 2 :
Le modèle de Volterra modulé à
trois noyaux

Introduction

La modélisation simultanée des deux types de mémoire présents dans les dispositifs d'amplification à l'état solide représente encore aujourd'hui un problème sans solution efficace. Les approches envisagées dans le chapitre 1 offrent une modélisation correcte des effets de mémoire à court et/ou long terme mais avec une limitation souvent relative au type de signal ayant servi à l'identification du modèle. Les séries de Volterra demeurent le point de repère de toutes les solutions envisagées par le passé. Le développement de ces séries jusqu'à un ordre élevé est une solution intéressante mais qui s'accompagne de procédures d'identification extrêmement lourdes. A mi-chemin entre complexité mathématique et simplicité d'identification, les séries de Volterra dynamiques tronquées au premier ordre et la réponse impulsionnelle non linéaire ont toutes les deux démontré des propriétés de versatilité importantes.

Dans ce chapitre, nous allons développer un nouveau modèle basé sur la combinaison de deux approches dédiée à la prise en compte des deux types de mémoire. Partant de la série de Volterra tronquée et de la réponse impulsionnelle non linéaire, nous rappellerons dans une première partie les méthode d'identification de modèles appliqués à la prise en compte de la mémoire. Nous reviendrons ensuite sur la topologie du modèle à réponse impulsionnelle modulée qui aura été précédemment introduit et exposerons les problèmes liés à son identification. Enfin, nous apporterons des solutions conduisant à un nouveau modèle comportemental et détaillerons sa méthode d'extraction. L'interpolation des caractéristiques des modèles est un point crucial de la modélisation comportementale, nous proposerons une nouvelle méthode d'approximation des noyaux permettant une réduction significative du nombre de coefficients. Une étude des potentialités de ces nouveaux modèles sera ensuite réalisée en comparant les prédictions de modèles avec des simulations transistors circuits de conception d'amplificateurs.

2.1 Modélisation des effets de mémoire à partir de séries de Volterra dynamiques tronquées et de la réponse impulsionnelle

Nous allons pour commencer faire un rappel des modèles qui représentent la base de notre futur travail. Il s'agit de rappeler quelques notions de base sur le modèle de Volterra à noyaux dynamiques, tronqué au premier ordre, ainsi que de la réponse impulsionnelle non linéaire dont les principes ont fait l'objet de plusieurs études dans les années précédentes, et tout particulièrement été appliqués à la modélisation d'amplificateurs de puissance dans

les travaux de N. Le Gallou [11] et de A. Soury [42].

2.1.1 Modèle de Volterra dynamique tronqué

Le caractère fondamental d'un amplificateur de puissance radio-fréquence est qu'il s'agit d'un dispositif non linéaire à mémoire. La sortie $y(t_n)$ d'un tel système non linéaire avec une mémoire de longueur $M\Delta t$ s'exprime de façon intuitive de la manière suivante :

$$y(t_n) = f(X) \text{ où } X = [x(t_n), x(t_n - \Delta t), \dots, x(t_n - M\Delta t)]^T \quad (2.1)$$

En d'autre terme, cela veut dire que la réponse d'un système à mémoire à une excitation en entrée dépendra du signal d'entrée au même instant ainsi que des échantillons précédents comme le représente la Fig. 2.1.

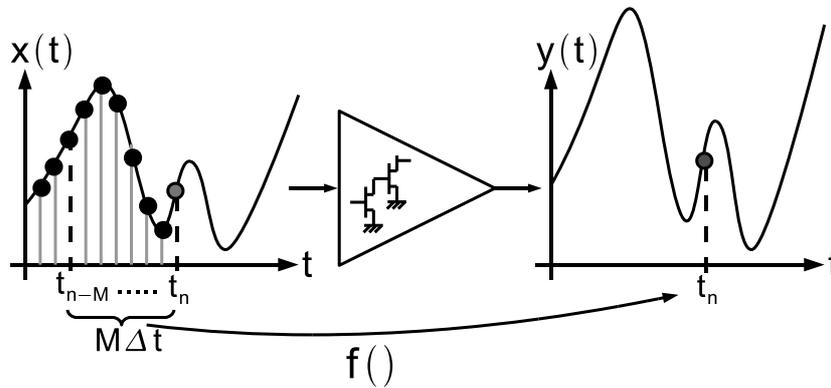


FIG. 2.1 – Système à mémoire

A partir de la formule de Taylor développée autour d'un vecteur arbitraire $X = X_0$, le signal de sortie s'écrit :

$$y(t_n) = f(X_0) + (X - X_0)f'(X_0) + \frac{(X - X_0)^2}{2}f''(X_0) + \dots \quad (2.2)$$

En choisissant le point de développement $X_0 = [0, 0, \dots, 0]^T$ et en faisant tendre Δt vers 0, nous obtenons l'expression classique de la série de Volterra ci-dessous où $h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ représente le noyau de Volterra d'ordre n .

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n(t) \quad (2.3)$$

$$y_n(t) = \int_0^{\tau} \dots \int_0^{\tau} h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) d\lambda_i$$

Dans cette expression, nous remarquons que les noyaux sont indépendants du signal

d'entrée $x(t)$. Cependant comme ce sont les coefficients d'une série de puissance, on constate que pour les systèmes fortement non linéaires comme les amplificateurs de puissance, il sera nécessaire de considérer un grand nombre de noyaux pour décrire précisément le comportement du système. Il est malheureusement très difficile voire impossible d'identifier les noyaux d'ordre élevé de la série de Volterra ainsi que de calculer les intégrales correspondantes. Ces difficultés limitent donc fortement l'utilisation de cette approche.

Dans le but de résoudre ces limitations, Asdente et al. [47] puis Filicori et al. [41] ont proposé un développement de Taylor, comme dans (2.2), autour de la trajectoire statique $X_0 = [x(t_n), x(t_n), \dots, x(t_n)]^T$. Il en résulte alors une série de Volterra modifiée de la forme suivante :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \int_0^\tau \dots \int_0^\tau h_n(x(t), \lambda_1, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n (x(t - \lambda_i) - x(t)) d\lambda_i \quad (2.4)$$

Dans cette expression $y_{stat}(x(t))$ représente la caractéristique statique du système et $h_n(x(t), \lambda_1, \dots, \lambda_n)$ le noyau de Volterra dynamique d'ordre n .

Contrairement à la série de Volterra classique, les noyaux de la forme modifiée ne sont plus des invariants du système puisqu'ils dépendent du signal d'entrée du système $x(t)$, d'où le terme « dynamique ». De plus, cette forme modifiée présente l'intérêt de séparer les effets non linéaires purement statiques des effets de mémoire alors qu'ils sont intimement mélangés dans la série de Volterra classique.

On remarque alors que lorsque la durée de mémoire est négligeable, l'expression différentielle $(x(t - \lambda_i) - x(t))d\lambda_i$ tend vers 0, de telle sorte que la réponse du système peut être représentée uniquement par la partie statique de l'expression de la série et ceci quelque soit le niveau du signal en entrée. Dans le cas où la durée de la mémoire est faible devant la période du signal, on observe que le produit $\prod_{i=1}^n (x(t - \lambda_i) - x(t))$ tend rapidement vers 0 pour $i > 1$. Ces caractéristiques font que dans de nombreux systèmes l'expression (2.4) peut être limitée à un seul noyau dynamique conduisant à l'expression finale suivante :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \int_0^\tau h_n(x(t), \lambda_1)(x(t - \lambda_1) - x(t))d\lambda_1 \quad (2.5)$$

Dans [48] et plus particulièrement dans la thèse de N. Le-Gallou[11], les auteurs se sont attachés à développer une application de cette expression à la modélisation système d'amplificateurs de puissance. Pour cela, ils ont redéfini l'expression précédente dans le formalisme d'enveloppe complexe afin de l'appliquer aux signaux bande de base. L'expression finale est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{y}(t) = \hat{H}_0(|\hat{x}(t)|) \cdot \hat{x}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \hat{H}_1(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot \hat{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.6)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \hat{H}_2(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot e^{2j\phi_{\hat{x}(t)}} \cdot \hat{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega$$

Cette forme simplifiée du modèle de Volterra montre une structure composée d'une non linéarité statique donnée par $\hat{H}_0(|\hat{x}(t)|)$ en parallèle avec deux filtres non linéaires, \hat{H}_1 et \hat{H}_2 , paramétrés par le niveau de puissance d'entrée $|\hat{x}(t)|$.

L'identification des noyaux, largement détaillée dans [11, 49, 50], s'effectue à partir de signaux mono-porteuse et ou bi-porteuse à très faible indice de modulation dont les principes sont illustrés sur les Fig. 2.2, Fig. 2.3 et Fig. 2.4.

La caractéristique statique $\hat{H}_0(|\hat{x}(t)|)$ du modèle est identifiée à partir d'un signal mono-porteuse $x(t) = \Re e(\hat{X}_0 e^{j\omega_0 t})$ placé au centre ω_0 de la bande de l'amplificateur, dont on fait varier l'amplitude $|\hat{X}_0|$ pour caractériser l'amplificateur sur sa plage de puissance (Fig. 2.2).

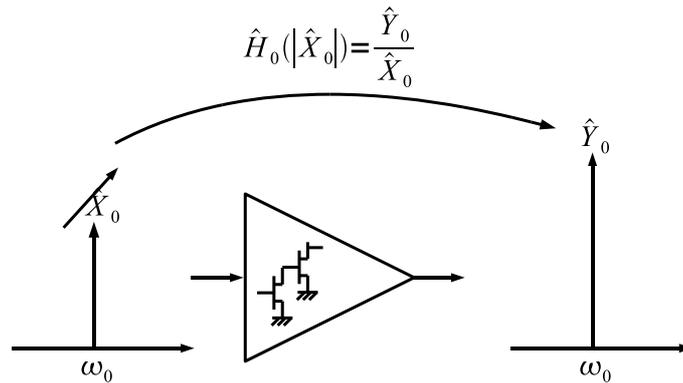


FIG. 2.2 – Principe d'identification du noyau statique

Dans un deuxième temps les noyaux dynamiques \hat{H}_1 et \hat{H}_2 sont identifiés à partir d'un

signal bi-porteuse avec un faible indice de modulation de type :

$$x(t) = \Re e((\hat{X}_0 + \delta \hat{X} e^{j\Omega t}) e^{j\omega_0 t}) \text{ où } |\delta \hat{X}| \ll 1 \quad (2.7)$$

Dans ce cas, la réponse de l'amplificateur est un signal composé de trois raies et le principe de l'identification des noyaux dynamiques est réalisé comme le montre la Fig 2.3. Un balayage de l'amplitude $|\hat{X}_0|$ du signal de pompe sur la plage de puissance

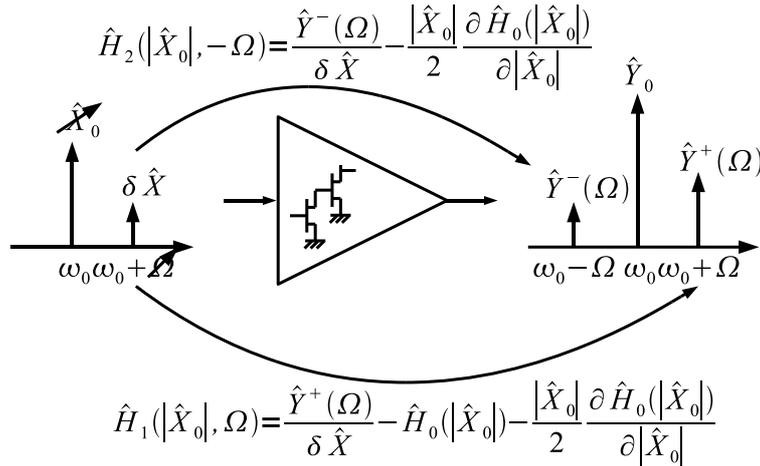


FIG. 2.3 – Principe d'identification des deux noyaux dynamiques

d'entrée, ainsi que de l'écart fréquentiel Ω sur toute la bande de l'amplificateur permet de caractériser entièrement celui-ci.

Le modèle ainsi formulé permet une bonne approximation des performances des dispositifs même lorsque ceux-ci présentent des phénomènes très non linéaires. Cependant, le modèle a montré des difficultés à reproduire des phénomènes de mémoire à long terme. Ces difficultés sont inhérentes à l'hypothèse de base de l'équation (2.6) qui a permis de tronquer la série de Volterra dynamique au premier ordre. La solution pour rendre compte des effets de mémoire à long-terme serait de considérer les ordres supérieurs. Malheureusement, la complexité des intégrales de convolution ainsi que la difficulté d'identification des noyaux ne permettent pas d'envisager cette approche.

Avant d'évoquer les modèles pour mémoire à long terme, il nous faut cependant revenir sur l'identification du modèle (2.6). On peut noter qu'au lieu du signal d'identification bi-tons (2.7) considéré précédemment, on peut également considérer le signal mono-porteuse (2.8) ci dessous. Cependant on remarque que ce type de signal, puisqu'il a une amplitude constante, n'excite que les phénomènes de mémoire produits dans la bande passante de

l'amplificateur.

$$x(t) = \Re e(\hat{X}_0 e^{j(\omega_0 + \Omega)t}) \quad (2.8)$$

Dans ce cas [11, 26], l'expression du modèle peut se réduire en une expression composée d'un seul noyau \hat{H}_{HF} comme ci-dessous.

$$\hat{y}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot \hat{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.9)$$

Le modèle se réduit donc à un filtre unique paramétré en fonction de la puissance d'entrée. Le principe d'identification du noyau $\hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega)$ nécessite simplement la mesure du gain CW de l'amplificateur à la fréquence $\omega_0 + \Omega$ comme schématisé sur la Fig. 2.4. On réalise un balayage de la fréquence Ω et de la puissance $|\hat{X}_0|$ du signal d'entrée sur toute sa plage de fonctionnement pour une caractérisation complète de l'amplificateur. Ce type de modèle est alors très efficace pour reproduire les phénomènes dispersifs haute

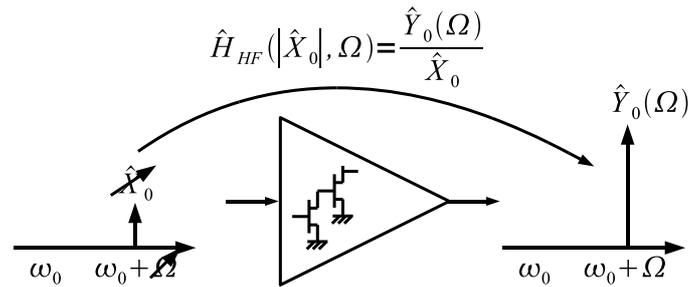


FIG. 2.4 – Principe d'identification du noyau dynamique à partir d'un signal mono-porteuse

fréquence [11] présents dans l'amplificateur car comme nous l'avons déjà évoqué, le signal d'identification mono-porteuse fait abstraction des phénomènes de mémoire produits hors de la bande passante, notamment en basse fréquence.

2.1.2 Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire

Nous avons indiqué précédemment que le modèle de Volterra dynamique présente des difficultés pour la reproduction des phénomènes de mémoire à long-terme ceci à cause de la troncature au premier ordre. Dans le but d'améliorer la prise en compte de la mémoire à long terme, dans les travaux de A. Soury [42, 51, 26] ont remplacé les monômes du développement en séries de Volterra (2.4) par des fonctions arbitraires définies par le signal d'entrée. Cela offre dès le premier ordre la possibilité de représenter une mémoire

non linéaire beaucoup plus forte car en effet la réponse d'ordre 1 n'est plus contrainte à n'être qu'une droite paramétrée. A. Soury propose donc que dans certaines conditions, l'équation (2.1) puisse se réécrire en bande de base sous la forme suivante :

$$\hat{y}(t_n) = \hat{f}_0(\hat{x}(t_n)) + \hat{f}_1(\hat{x}(t_{n-1})) + \dots + \hat{f}_M(\hat{x}(t_{n-M})) = \sum_{k=0}^M \hat{f}_k(\hat{x}(t_{n-k})) \quad (2.10)$$

A partir de la l'écriture (2.11) puis en normalisant cette expression par le pas d'échantillonnage $(t_k - t_{k-1})$, l'expression du signal de sortie s'exprime alors de la manière suivante (2.12) :

$$\frac{\hat{f}_k(\hat{x}(t_{n-k}))}{\hat{x}(t_{n-k})} = \hat{h}_k(\hat{x}(t_{n-k})) = \hat{h}(\hat{x}(t_{n-k}), t_k) \quad (2.11)$$

$$\hat{y}(t_n) = \sum_{k=0}^M \frac{\hat{h}(\hat{x}(t_{n-k}), t_k)}{(t_k - t_{k-1})} \cdot \hat{x}(t_{n-k}) \cdot (t_k - t_{k-1}) \quad (2.12)$$

Par la suite, en passant à la limite lorsque $(t_k - t_{k-1}) \mapsto 0$ et $M \mapsto \infty$, on obtient la forme intégrale suivante du signal de sortie :

$$\hat{y}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}(\hat{x}(t - \tau), \tau) \cdot \hat{x}(t - \tau) \cdot d\tau \quad (2.13)$$

Finalement, en écrivant que le signal d'entrée $\hat{x}(t) = |\hat{x}(t)| \cdot e^{j\phi_{\hat{x}}(t)}$, alors l'expression précédente s'écrit en définitive de la manière suivante :

$$\hat{y}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}(|\hat{x}(t - \tau)|, \phi_{\hat{x}(t-\tau)}, \tau) \cdot \hat{x}(t - \tau) \cdot d\tau \quad (2.14)$$

En observant que pour les systèmes invariants dans le temps, la réponse impulsionnelle est indépendante de la phase du signal d'entrée, l'équation (2.14) se réduit finalement à :

$$\hat{y}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}(|\hat{x}(t - \tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t - \tau) \cdot d\tau \quad (2.15)$$

Cette expression finale correspond à une réponse impulsionnelle non linéaire qui varie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée, d'où le nom donné à ce modèle dans [42].

Dans [42, 51], l'identification de la réponse impulsionnelle est réalisée en excitant l'amplificateur par un échelon d'Heavyside modulant une porteuse défini à ω_0 , le signal

d'entrée s'exprime donc sous la forme :

$$x(t) = \Re e(X_0 \cdot U(t) \cdot e^{j\omega_0 t}) \text{ avec } U(t) \begin{cases} = 0 \text{ pour } t < 0 \\ = 1 \text{ pour } t > 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

La réponse indicielle du système à modéliser est alors mesurée pour différent niveau X_0 du signal d'entrée afin de couvrir la plage de fonctionnement de l'amplificateur.

En insérant l'expression du signal d'entrée (2.16) dans l'équation du modèle (2.15), le signal de sortie correspondant, en bande de base, s'exprime comme :

$$\hat{y}(t) = X_0 \int_0^{\infty} \hat{h}(X_0, \tau) \cdot U(t - \tau) \cdot d\tau \quad (2.17)$$

D'où en tenant compte de la définition de $U(t)$, on obtient :

$$\hat{y}(t) = X_0 \int_0^t \hat{h}(X_0, \tau) \cdot d\tau \quad (2.18)$$

Enfin, la dérivée de cette expression par rapport au temps permet d'obtenir l'expression de la réponse impulsionnelle non linéaire du modèle comme défini ci-dessous.

$$\hat{h}(X_0, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \hat{y}(X_0, t)}{\partial t} \quad (2.19)$$

Le principe de cette identification est schématisé sur le graphique de la Fig. 2.5.

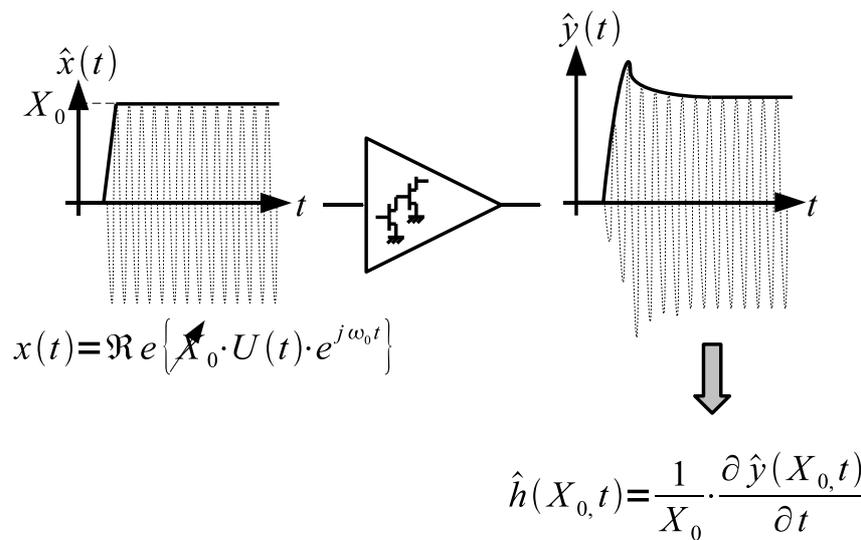


FIG. 2.5 – Principe d'identification de la réponse impulsionnelle

La caractérisation du dispositif s'accomplit alors soit par simulation en transitoire d'enveloppe, soit par mesures sur un banc d'enveloppe temporelle comme cela est présenté dans [52]. Ce modèle a démontré une bonne aptitude à prendre en compte les effets de mémoire à long terme dans les amplificateurs en prédisant avec précision le comportement de l'amplificateur pour des types de signaux très différents du signal d'extraction. Cependant, compte tenu que la porteuse ω_0 du signal d'identification (2.16) est fixée au centre de la bande, l'exploration des effets de mémoire produits dans la bande passante est médiocre. Ainsi ce modèle privilégie la prise en compte des effets de mémoire à long terme (effets produits en basse fréquence) aux effets à court terme, également appelés mémoire HF.

Nous avons, dans ce paragraphe, présenté deux modèles qui permettent de reproduire convenablement pour l'un les effets dispersifs et non linéaires HF (mémoire court terme), et pour l'autre les effets dispersifs basse fréquence (mémoire à long terme). Dans le paragraphe suivant, nous allons introduire les modèles qui associent les qualités de ces deux précédents pour obtenir un modèle capable de prédire l'ensemble des phénomènes contenus dans les dispositifs d'amplification.

2.2 Modèle à série de Volterra modulé

2.2.1 Analyse du comportement de la mémoire à l'intérieur de l'amplificateur

Un amplificateur de puissance est principalement constitué de circuits d'adaptation en entrée et en sortie qui définissent la largeur de bande de l'amplificateur, d'une unité d'amplification donnant le gain et enfin d'un circuit de polarisation réglant le point de fonctionnement. Nous allons pour simplifier considérer que les phénomènes lentement variables dans le temps, comme par exemple les boucles automatiques de contrôle de gain, l'auto-échauffement et les pièges font partie du circuit de polarisation, comme schématisé Fig. 2.6.

Nous allons analyser sommairement les phénomènes de mémoire à l'intérieur de l'amplificateur lorsque celui ci est excité par un signal modulé. Si on présente un signal bi-porteuse en entrée de l'amplificateur, alors il traverse rapidement les circuits d'adaptation pour être amplifié. La nonlinearité du système d'amplification produira les effets mémoire à court terme de l'ordre de la nanoseconde voir picoseconde. Ce mécanisme générera aussi des termes de battement en basse fréquence qui traverseront le filtre du circuit de polarisation et viendront moduler le point de polarisation.

Enfin, la variation du point de polarisation engendrera des variations lentes de l'unité d'amplification. Ceci se traduit par des effets mémoire avec des constantes de temps longues de l'ordre de la microseconde voir milliseconde s'ajoutant aux effets à court terme.

Ces mécanismes sont schématisés chronologiquement sur le schéma de la Fig. 2.6.

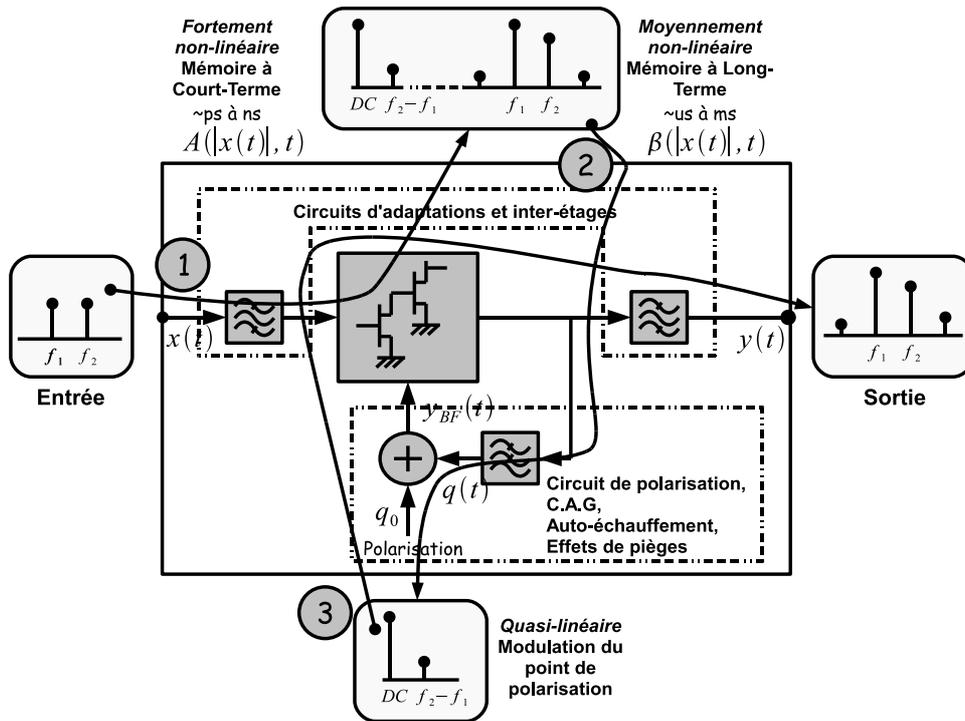


FIG. 2.6 – Comportement de l'amplificateur stimulé par un signal bi-porteuse

2.2.2 Architecture bouclée

L'identification grossière des mécanismes de mémoire dans l'amplificateur sur la Fig. 2.6 permet de considérer l'amplificateur comme un système à contre-réaction, ou « Feed-Back » (FB), représenté ici sur la Fig. 2.7.

Le bloc réponse HF représente le système d'amplification lié au circuits d'adaptation et la boucle de retour basse fréquence représente la réponse du circuit de polarisation qui vient moduler lentement le signal d'entrée.

Le gain d'une telle structure est alors :

$$G = \frac{A}{1 - A \cdot \beta} \quad (2.20)$$

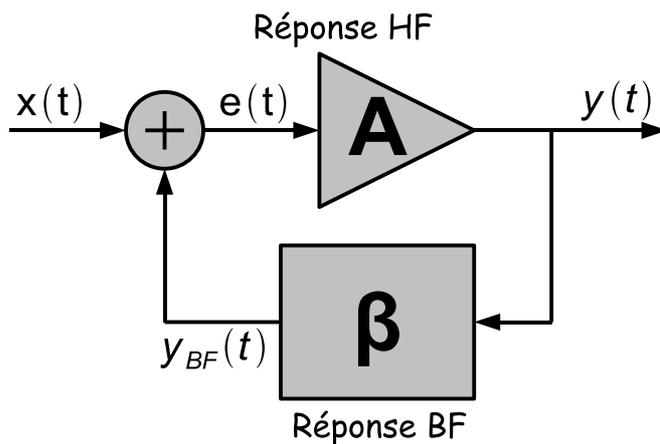


FIG. 2.7 – Structure bouclée avec une contre-réaction

Maintenant si nous considérons que le gain β de la réponse basse fréquence est relativement faible de telle sorte que le gain en boucle ouverte $A \cdot \beta$ soit petit devant l'unité $|A \cdot \beta| \ll 1$, alors, dans ce cas, le gain du système se réduit à l'expression suivante :

$$G = (1 + A \cdot \beta) A \quad (2.21)$$

On peut noter que l'hypothèse ci-dessus se trouve être vérifiée dans la plupart des amplificateurs, comme on le verra par la suite. L'équation (2.21) conduit alors à une structure de modèle non bouclé, ou « Feed-Forward » (FF), illustrée ici sur la Fig. 2.8. De la même

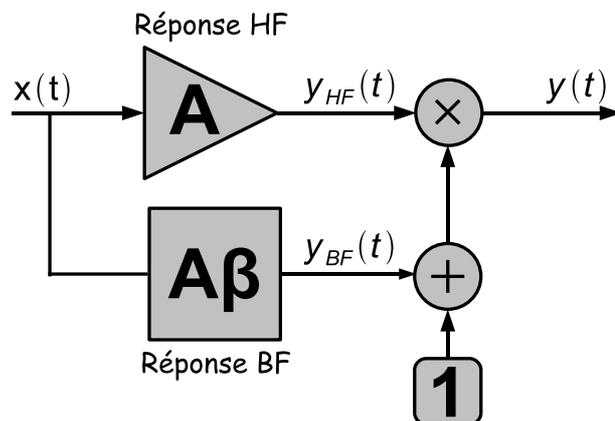


FIG. 2.8 – Structure bouclée directe

manière que précédemment, cette structure simplifiée représente le comportement de l'amplificateur en attribuant une voie distincte à chacun des deux comportements de la mémoire. La voie directe représentant la mémoire haute fréquence de l'amplificateur est modulée lentement par un signal provenant de la voie à mémoire basse fréquence.

Ces considérations ont servis de base de travail au travail de C. Mazière [12, 53] pour développer le modèle dit à noyau de Volterra modulé.

2.2.3 Modèle de Volterra modulé

La topologie du modèle est décrite sur la Fig. 2.9. Le modèle est constitué de deux voies, l'une caractérisant la mémoire HF et l'autre la mémoire BF. La voie HF est directement pilotée par le signal d'entrée alors que la voie BF est excitée par le module du signal. Le modèle de Volterra dynamique à 1 noyau (2.23) a été choisi pour modéliser la voie HF et le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire (2.24) pour la voie BF. L'équation

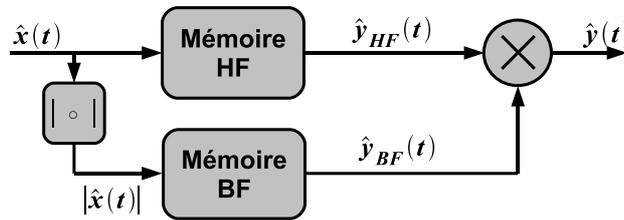


FIG. 2.9 – Topologie du modèle

complète du modèle prend alors la forme ci-dessous.

$$\hat{y}(t) = \hat{y}_{HF}(t) \cdot \hat{y}_{BF}(t) \quad (2.22)$$

$$\hat{y}_{HF} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot \hat{X}(\Omega) \cdot d\Omega \quad (2.23)$$

$$\hat{y}_{BF} = \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{x}(t-\tau)| \cdot d\tau \quad (2.24)$$

Le principe de l'identification adopté par C. Mazière est relativement simple et repose sur les éléments précédemment décrits. Il s'effectue en deux étapes. Dans un premier temps, on identifie le noyau \hat{H}_{HF} à partir d'un signal CW comme décrit auparavant sur la Fig. 2.4.

Dans un second temps, on identifie le noyau de la voie BF à partir d'un échelon d'Heavyside suivant la procédure décrite également auparavant Fig. 2.5.

On peut noter que pour identifier le noyau de la voie BF, il est nécessaire de connaître le signal à la sortie de celle-ci. Ce signal n'étant pas directement mesurable, il est tout simplement donné par le rapport entre le signal de sortie de l'amplificateur et le signal de sortie de la voie HF, une fois le modèle de la voie HF identifié. Ce principe est illustré sur la Fig. 2.10.

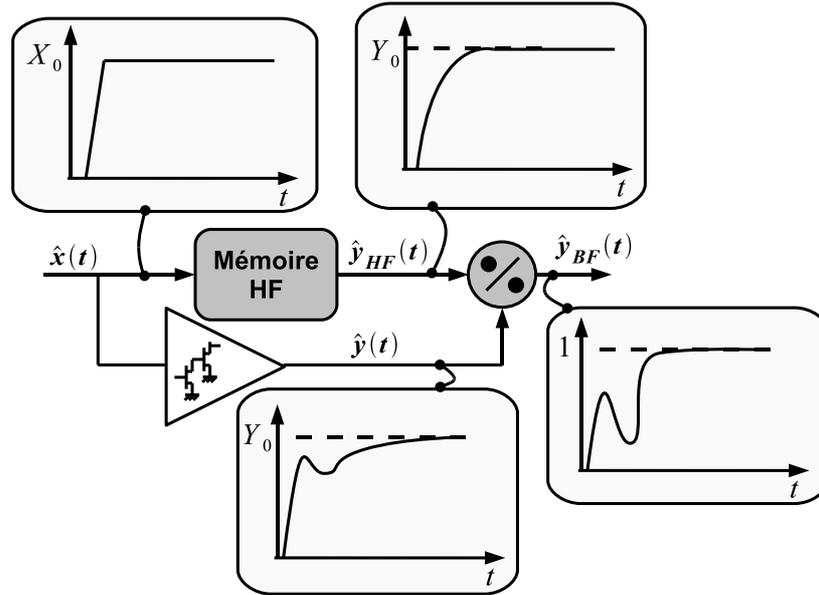


FIG. 2.10 – Principe d'identification du noyau BF

La réponse impulsionnelle de la voie BF est donc identifiée comme :

$$\hat{h}_{BF}(X_0, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \hat{y}_{BF}(X_0, t)}{\partial X_0} \quad (2.25)$$

Cette forme de modèle a démontré une bonne reproduction à la fois des effets HF et BF dans plusieurs amplificateurs large bande [53], ceci pour des signaux complexes n'ayant pas servis à son extraction. Cependant, la nature du signal d'identification (échelon d'Heavyside) fait que l'extraction de ce modèle présente des limitations de plusieurs natures.

En simulation circuit, bien que la simulation mono-porteuse ne pose aucun problème en équilibrage harmonique, l'utilisation de l'échelon d'Heavyside nécessite une simulation temporelle de type transitoire d'enveloppe qui pose le problème de simulation très lourde en temps de calcul et en ressource machine pour une précision souvent limitée. De plus la convergence de la simulation n'est pas toujours assurée notamment en présence de ligne de transmission et de boîte de paramètres S, entraînant une impossibilité d'extraction de la voie BF du modèle.

En mesure RF, on note également la difficulté de manipuler l'échelon d'Heavyside sur un banc de mesure d'enveloppe temporelle, du fait de la nature infinie de son spectre.

En effet, un banc temporel a une bande passante souvent faible qui limite la vitesse du front de l'échelon et donc la précision de la dite réponse impulsionnelle. Cependant, cette solution reste jusqu'à présent la meilleure méthode pour extraire le modèle de réponse impulsionnelle non linéaire à partir de mesures physiques.

Enfin, d'un point de vue de l'implémentation numérique, on peut noter la lenteur du processus de calcul du produit de convolution lorsque la réponse est longue. Il existe alors des méthodes d'approximation temporelle sur la base de séries de fonctions exponentielles comme l'algorithme Time domain Vector fitting [54, 55] ou la méthode de Prony [56] mais après plusieurs essais que nous avons effectués, le traitement de ces méthodes s'est révélé assez lourd ne permettant pas d'atteindre toujours la précision nécessaire pour obtenir une modélisation précise.

Afin de palier les difficultés liées à l'utilisation de l'échelon d'Heavyside, A. Soury [57] puis Z. Madini [58] ont introduit une identification par excitation bi-porteuse, conduisant à une topologie de modèle légèrement différente. Nous allons dans le paragraphe suivant présenter les développements de façon plus détaillés car ils ont servis de base à notre travail.

2.2.4 Extraction à partir d'un signal bi-porteuse

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la mémoire basse fréquence est stimulée à partir d'un signal modulé. Afin de ne plus utiliser l'échelon d'Heavyside pour l'identification de la mémoire BF, A. Soury [57] a introduit le modèle de réponse impulsionnelle à deux noyaux dont l'équation est la suivante.

$$\begin{aligned} \hat{y}(t) &= \int_0^\infty \hat{h}_I(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \\ &+ \frac{\hat{x}(t)}{\hat{x}^*(t)} \int_0^\infty \hat{h}_q(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}^*(t-\tau) \cdot d\tau \end{aligned} \quad (2.26)$$

Les noyaux \hat{h}_I et \hat{h}_q respectivement en phase et en quadrature sont identifiés à partir d'un signal bi-porteuse à faible indice de modulation déjà introduit précédemment et rappelé ici en bande de base :

$$\hat{x}(t) = \hat{X}_0 + \delta\hat{X} \cdot e^{j\Omega t} \text{ avec } |\delta\hat{X}| \ll 1 \quad (2.27)$$

L'avantage de ce signal, c'est qu'il permet des simulations très rapides et précises par Equilibrage Harmonique, en utilisant la méthode dite petit signal - grand signal ou matrice conversion [19].

Dans [57], il est montré que cette forme d'identification reproduit avec beaucoup de précision les phénomènes dispersifs BF.

Partant de cela, Z. Madini, dans son travail de thèse [58] a reconsidéré la structure FF du modèle de Volterra modulé, légèrement modifiée, Fig. 2.11. Elle se compose toujours de 2 voies, une voie HF et une voie BF modélisées respectivement à l'aide d'un modèle de Volterra dynamique 1 noyau et d'une réponse impulsionnelle non linéaire.

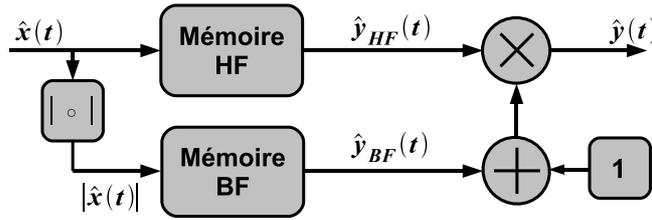


FIG. 2.11 – Topologie du modèle modulé

Le signal de sortie du modèle est égal au signal de sortie de la voie HF modulé par la sortie de la voie BF comme ci-dessous :

$$\hat{y}(t) = \hat{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \hat{y}_{BF}(t)) \quad (2.28)$$

$$\hat{y}_{HF} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot \hat{X}(\Omega) \cdot d\Omega \quad (2.29)$$

$$\hat{y}_{BF} = \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF}(|\hat{x}(t - \tau)|, \tau) \cdot |\hat{x}(t - \tau)| \cdot d\tau \quad (2.30)$$

L'extraction du modèle se réalise toujours en deux étapes, une première identifie le noyau de la voie HF tandis que la seconde identifie le noyau de la voie BF.

L'identification de la voie HF s'effectue toujours de la même manière à partir d'un signal CW dont on fait varier l'amplitude et la fréquence dans le but de caractériser l'amplificateur sur l'ensemble de sa plage de fonctionnement comme détaillé précédemment sur la Fig. 2.4. Comme nous venons de l'expliquer, dans ce cas, la réponse de la voie BF est nulle.

L'identification du noyau de la voie BF s'effectue à partir du signal bi-porteuse à faible indice de modulation précédemment présenté. Dans ce cas, nous rappelons que puisque

$|\delta\hat{X}|$ est petit devant l'unité, le signal en sortie de l'amplificateur est un signal composé de trois raies s'exprimant en bande de base comme suit :

$$\hat{y}(t) = \hat{Y}_0(0) + \hat{Y}^+(\Omega)e^{j\Omega t} + \hat{Y}^-(\Omega)e^{-j\Omega t} \quad (2.31)$$

avec $|\hat{Y}^+(\Omega)| \ll 1$ et $|\hat{Y}^-(\Omega)| \ll 1$

La caractérisation du noyau BF s'effectue à partir du rapport entre, $\hat{y}(t)$, le signal de sortie de l'amplificateur, et $\hat{y}_{HF}(t)$ le signal de sortie de la voie HF :

$$\hat{y}_{BF}(t) = \frac{\hat{y}(t)}{\hat{y}_{HF}(t)} - 1 \quad (2.32)$$

Comme indiqué précédemment, le signal $\hat{y}_{BF}(t)$ n'est pas directement mesurable, il faut au préalable identifier le modèle de la voie HF pour pouvoir le calculer.

Réponse de la voie HF à un signal deux tons à faible indice de modulation

Afin d'exprimer dans les conditions définies en (2.27) la réponse de la voie HF, il nous faut dans un premier temps exprimer le module du signal d'entrée à partir de :

$$|\hat{x}(t)| = \sqrt{\hat{x}(t)\hat{x}^*(t)} \quad (2.33)$$

En effet, en considérant un développement de Taylor au premier ordre, on aboutit aisément à :

$$|\hat{x}(t)| = |\hat{X}_0| + \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t} \text{ avec } \hat{a}_1 = \frac{|\hat{X}_0| \cdot \delta\hat{X}}{2\hat{X}_0} \quad (2.34)$$

En appliquant ce signal à l'équation (2.29) de la voie HF. L'enveloppe complexe correspondante du signal de sortie $\hat{y}_{HF}(t)$ s'exprime comme :

$$\hat{y}_{HF}(t) = \hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, 0) \cdot \hat{X}_0 + \hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot \delta\hat{X} \cdot e^{j\Omega t} \quad (2.35)$$

En considérant un développement limité au première ordre suivant $\delta\hat{X}$, on obtient :

$$\begin{aligned} \hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0| + \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t}, \Omega) \\ &\approx \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t} \end{aligned} \quad (2.36)$$

D'où l'on tire la forme finale (2.37), faisant apparaître la contribution de la mémoire

HF aux différentes raies fréquentielles.

$$\begin{aligned}
 \hat{y}_{HF}(t) &= \hat{Y}_{HF}^0(0) + \hat{Y}_{HF}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{HF}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} & (2.37) \\
 \text{avec} & \\
 \hat{Y}_{HF}^0(0) &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, 0) \cdot \hat{X}_0 \\
 \hat{Y}_{HF}^+(\Omega) &= \hat{a}_1 \cdot \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, 0)}{\partial |\hat{X}_0|} + \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot \delta \hat{X} \\
 \hat{Y}_{HF}^-(\Omega) &= \hat{a}_1^* \cdot \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, 0)}{\partial |\hat{X}_0|} \\
 \text{avec} \quad \hat{a}_1 &= \frac{|\hat{X}_0| \cdot \delta \hat{X}}{2\hat{X}_0}
 \end{aligned}$$

On peut remarquer que $\hat{Y}_{HF}^0(0)$ correspond directement à la réponse statique de l'amplificateur.

Réponse de la voie BF

Compte tenu de la structure à faible indice de modulation du signal d'entrée (2.34), le signal de sortie de la voie BF est forcément un signal à trois composantes de la forme :

$$\begin{aligned}
 \hat{y}_{BF}(t) &= \hat{Y}_{BF}^0(0) + \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{BF}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} & (2.38) \\
 \text{avec} \quad & |\hat{Y}_{BF}^+(\Omega)| \ll 1 \text{ et } |\hat{Y}_{BF}^-(\Omega)| \ll 1
 \end{aligned}$$

Comme dit ci-dessus, les trois composantes de ce signal ne sont pas directement mesurables. Cependant, une fois le module HF identifié, l'utilisation de l'équation (2.32) nous permet d'obtenir :

$$\begin{aligned}
 \hat{Y}_{BF}^0(0) &= 0 & (2.39) \\
 \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) &= \frac{\hat{Y}^+(\Omega) - \hat{Y}_{HF}^+(\Omega)}{\hat{Y}_{HF}^0(0)} \\
 \hat{Y}_{BF}^-(\Omega) &= \frac{\hat{Y}^-(\Omega) - \hat{Y}_{HF}^-(\Omega)}{\hat{Y}_{HF}^0(0)}
 \end{aligned}$$

Les réponses des voies HF et BF étant déterminées, nous allons dans cette partie décrire le système d'équation permettant l'identification du noyau BF. En considérant l'expression (2.34) du module du signal d'entrée dans le noyau BF défini dans l'équation

(2.30) du modèle, puis en considérant un développement au premier ordre, on a :

$$\begin{aligned}\hat{h}_{BF}(|\hat{x}(t)|, \tau) &= \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0| + \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t}, \tau) \\ &\approx \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau) + \frac{\partial \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \frac{\partial \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t}\end{aligned}\quad (2.40)$$

Puis en introduisant (2.61) dans (2.30), nous obtenons alors l'expression du signal de sortie de la voie BF suivante :

$$\begin{aligned}\hat{y}_{BF}(t) &= \int_0^\infty \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau) \cdot \hat{X}_0 \cdot d\tau \\ &+ \int_0^\infty \hat{a}_1 \left(\hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \cdot e^{j\Omega(t-\tau)} \cdot d\tau \\ &+ \int_0^\infty \hat{a}_1^* \left(\hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \cdot e^{-j\Omega(t-\tau)} \cdot d\tau\end{aligned}\quad (2.41)$$

En notant la de transformation de Fourier de la voie BF :

$$\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega) = \int_0^\infty \hat{h}_{BF}(|\hat{X}_0|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau \quad (2.42)$$

L'expression (2.41) apparaît finalement comme un signal composé de trois raies, dont les expressions des composantes sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned}\hat{y}_{BF}(t) &= \hat{Y}_{BF}^0 + \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{BF}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \\ &\text{avec} \\ \hat{Y}_{BF}^0(0) &= \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, 0) \cdot \hat{X}_0 \\ \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) &= \hat{a}_1 \left(\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \\ \hat{Y}_{BF}^-(\Omega) &= \hat{a}_1^* \left(\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \right)\end{aligned}\quad (2.43)$$

Les trois composantes fréquentielles étant calculées préalablement, nous pouvons alors tirer le système d'équation différentielle ci-dessous permettant l'identification de la fonc-

tion de transfert BF.

$$\begin{aligned}
 \frac{\hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\hat{a}_1} &= \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\
 \frac{\hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\hat{a}_1^*} &= \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\
 \frac{\hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\hat{a}_1} &= \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\
 \frac{\hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\hat{a}_1^*} &= \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\
 &0 \leq \Omega \leq \frac{BW}{2}, 0 \leq |\hat{X}_0| \leq X_{max}
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

On peut noter que la fonction de transfert BF est un filtre passe haut $\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, 0) = 0$.

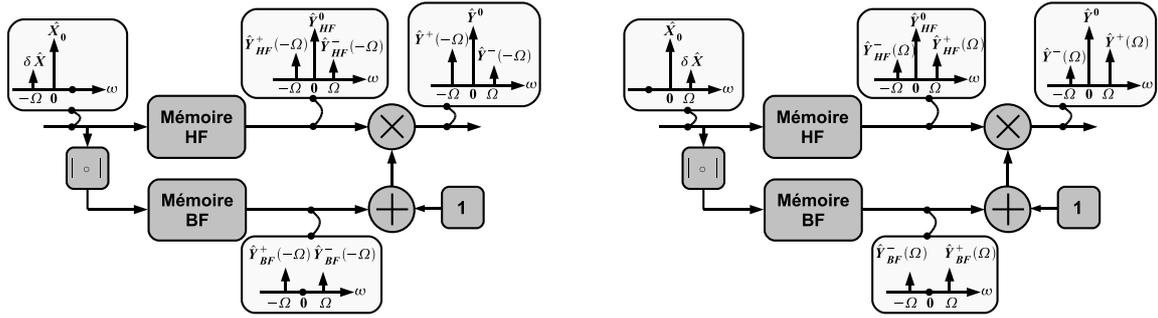
Une observation attentive de (2.44) montre que celui-ci est un système d'équation surdéterminé avec quatre équations et seulement deux inconnues qui sont $\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ et $\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)$.

En effet, comme le représente le schéma de la Fig. 2.12, le signal d'excitation peut se trouver avec la raie de modulation à gauche ou à droite ($\pm\Omega$). La réponse du système est différente selon que la raie de modulation est à $+\Omega$ ou à $-\Omega$, mais les variables du système restent inchangées $\hat{H}_{BF}(|\hat{X}_0|, \pm\Omega)$. Le système possède alors de solution unique que si le circuit ne présente pas de dissymétrie de produits d'intermodulation, c.a.d lorsque :

$$\begin{aligned}
 \hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, -\Omega) \\
 \hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, -\Omega) &= \hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, \Omega)
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

Dans les travaux de Z. Madini [58, 59, 60, 61], cette hypothèse a été considérée et donc deux équations étaient supprimées. Ceci n'est cependant pas valide pour tous les circuits, surtout lorsque le circuit possède de fortes dissymétries sur ses produits d'intermodulations.

Par la suite, une analyse approfondie montre que l'indétermination du système d'identification est la conséquence de l'hypothèse de base de la mémoire BF selon laquelle celle-ci est pilotée exclusivement par l'amplitude de l'enveloppe du signal. Dans une telle hypothèse, on observe que le circuit doit donner la même réponse pour deux signaux ayant la même pompe mais différent uniquement par le signe de la modulation. Pour palier à


 a) Convention $-\Omega$

 b) Convention $+\Omega$

FIG. 2.12 – Dilemme lors de la résolution du système : 2 choix

cette limite, nous avons introduit dans nos travaux [62, 63], en plus de l'amplitude, une nouvelle variable d'état permettant de lever l'indétermination du système d'identification. Le nouveau modèle qui s'en suit, que nous allons désigner par modèle de Volterra modulé à trois noyaux fait l'objet du paragraphe suivant.

2.3 Modèle de Volterra modulé à trois noyaux

2.3.1 Topologie du modèle à 3 noyaux

Nous avons vu que l'hypothèse principale de la topologie du modèle précédent conduisait vers un système d'équations indéterminé et demandait de s'affranchir de deux équations dans le système pour être capable d'extraire le noyau de la voie BF. Ceci nous montre qu'il manque une variable d'état pour décrire correctement le fonctionnement de la mémoire BF. Une reconsidération des mécanismes dispersifs dans les circuits nous a amené à contrôler la voie BF non plus uniquement par l'amplitude instantanée du signal d'entrée mais d'y ajouter la fréquence instantanée de ce même signal. En effet, le signal d'entrée s'exprimant comme $\hat{x}(t) = |\hat{x}(t)| \cdot e^{j\angle\hat{x}(t)}$ est composé de deux variables indépendantes, l'amplitude et la phase ($|\hat{x}(t)|, \angle\hat{x}(t)$), constituant les deux variables d'état du système. Cependant, dans un système invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle ne peut être une fonction de la phase. Elle ne peut dépendre que de la dérivée, c.a.d de la fréquence instantanée.

Par conséquent, la nouvelle structure du modèle est indiquée sur la Fig. 2.13, il s'agit d'une structure directe (Feed Forward) composée de deux voies comme précédemment. Le signal d'entrée est défini à partir de son amplitude et de sa fréquence instantanée et passe directement à travers le bloc HF. La voie BF est divisée en deux sous voies commandées

l'une par l'amplitude instantanée et l'autre par la fréquence instantanée du signal. Les différents signaux de commande sont définis ci-dessous :

$$|\hat{x}(t)| = \sqrt{\hat{x}(t)\hat{x}^*(t)} \quad (2.46)$$

$$\angle\hat{x}(t) = \tan^{-1} \left(-j \frac{\hat{x}(t) - \hat{x}^*(t)}{\hat{x}(t) + \hat{x}^*(t)} \right) \quad (2.47)$$

$$\omega_{\hat{x}}(t) = \frac{d\angle\hat{x}(t)}{dt} \quad (2.48)$$

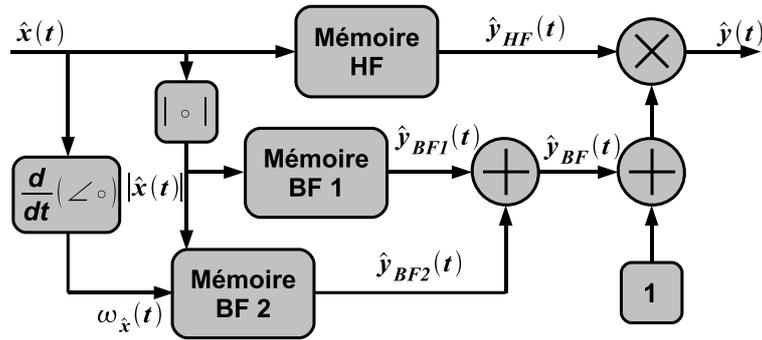


FIG. 2.13 – Topologie du modèle modulé modifié

L'expression du modèle prend alors la forme ci-dessous :

$$\hat{y}(t) = \hat{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \hat{y}_{BF}(t)) \quad (2.49)$$

$$\hat{y}_{HF}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}_{HF}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_{BF}(t) &= \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{x}(t-\tau)| \cdot d\tau \\ &+ \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF2}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \omega_{\hat{x}}(t-\tau) \cdot d\tau \end{aligned} \quad (2.51)$$

De la même manière que précédemment, il va nous falloir déterminer les 3 noyaux de notre modèle en identifiant dans une première étape le noyau HF et par la suite les deux noyaux BF. Nous proposons de développer ces deux étapes dans les paragraphes suivants.

2.3.2 Extraction du noyau HF

L'extraction du noyau HF, représentant les phénomènes dispersifs HF (mémoire à court-terme), est réalisée de manière identique que pour les modèles précédents, en appliquant à l'amplificateur un signal CW $x(t) = \Re(\hat{X}_0 \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega)t})$ dont on fait varier la fréquence Ω et le niveau de puissance $|\hat{X}_0|$ pour évaluer la réponse de l'amplificateur dans sa zone de fonctionnement. Nous remarquons que comme précédemment, dans les conditions mono-porteuse, $\hat{y}_{BF}(t)$, le signal de sortie de la voie BF, est nul, l'amplitude $|\hat{x}(t)|$ et la fréquence instantanée $\omega_x(t)$ du signal sont invariants dans le temps, ils ne peuvent ainsi pas produire de modulation variable de la voie HF. Le principe d'extraction du noyau HF est rappelé sur la Fig. 2.14 ci-dessous.

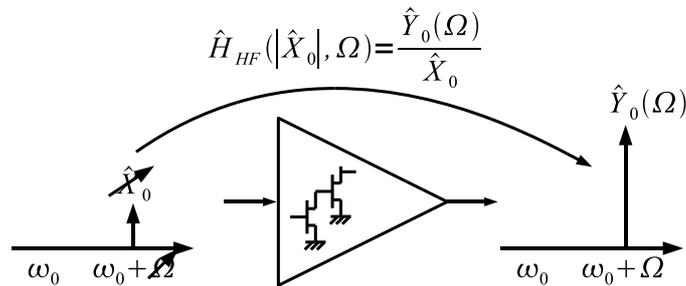


FIG. 2.14 – Principe d'identification du noyau HF à partir d'un signal CW

2.3.3 Extraction des deux noyaux BF

La seconde phase de l'identification du modèle consiste à extraire les deux noyaux composant les phénomènes dispersifs BF (mémoire à long-terme). L'extraction peut s'effectuer à partir d'un signal bi-tons à faible indice de modulation présenté antérieurement. A la différence des techniques précédentes, par la suite, nous allons extraire les noyaux BF à partir d'un signal tri-tons toujours à très faible indice de modulation. Dans ces deux conditions, la réponse spectrale de l'amplificateur est toujours un signal composé de trois tons comme schématisé sur la Fig. 2.15. Comme nous l'avons déjà vu, ces signaux modulés sont très bien adaptés pour la mise en évidence des effets de mémoire à long-terme.

A partir de simulations circuits, les deux techniques peuvent être mises en oeuvre et aboutirons aux mêmes résultats d'extraction. Cependant, ici, nous traiterons essentiellement le cas d'une excitation tri-tons car comme nous le verrons dans le dernier chapitre de ce manuscrit consacré à la mesure, le signal trois tons est plus adapté aux problématiques de bancs de mesures fréquentielles. Le développement à partir d'un signal

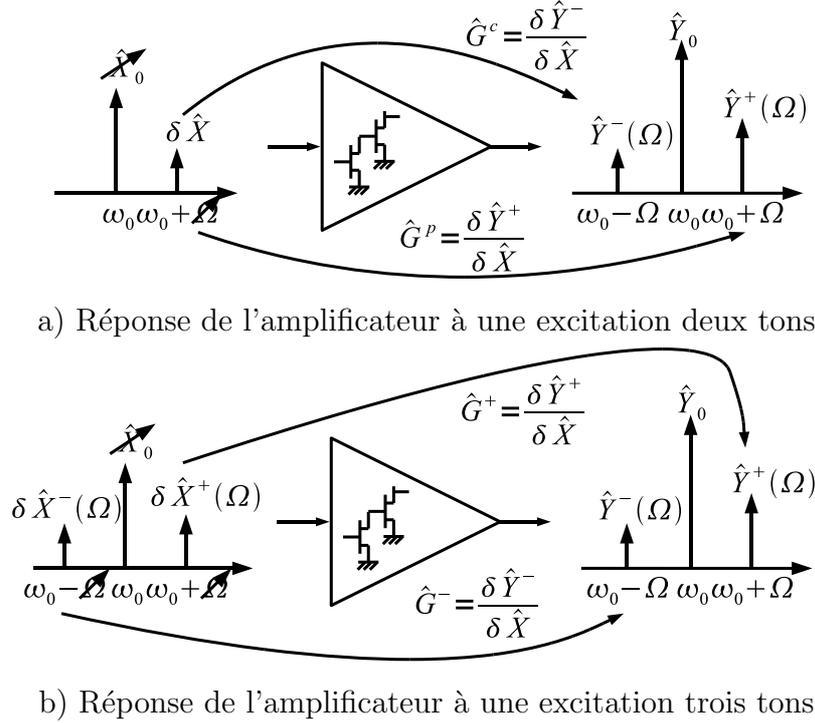


FIG. 2.15 – Réponse du système à une excitation deux et trois tons

bi-tons peut être trouvé dans les références [62, 63].

La procédure d'extraction des noyaux de la voie BF est analogue aux modèles précédents. D'abord on identifie le noyau de la voie HF, puis on calcule le signal de sortie de la voie HF à l'aide du modèle extrait. On identifie alors le signal de sortie de la voie BF en réalisant le rapport entre la sortie de l'amplificateur et la sortie de la voie HF. Ceci est illustré sur la Fig.2.16.

Nous allons dans le paragraphe ci-après identifier l'expression du système d'équation permettant l'identification des noyaux BF, plus précisément des fonctions de transfert BF. Pour cela nous allons donner les développements limités de l'amplitude instantanée $|\hat{x}(t)|$, de la fréquence instantanée $\omega_x(t)$, de la réponse HF $\hat{y}_{HF}(t)$, des réponses impulsionnelles $\hat{h}_{BF1}(t)$ et $\hat{h}_{BF2}(t)$, qui nous permettront ensuite d'extraire l'équation différentielle régissant les fonctions de transfert BF.

2.3.3.1 Développement limité de $|\hat{x}(t)|$ et $\omega_x(t)$

Soit le signal d'extraction trois tons :

$$\hat{x}(t) = \hat{X}_0 + \delta \hat{X}^+ e^{j\Omega t} + \delta \hat{X}^- e^{-j\Omega t} \text{ avec } |\delta \hat{X}^+| \text{ et } |\delta \hat{X}^-| \ll 1 \text{ et } \delta \hat{X}^+ \neq \delta \hat{X}^- \quad (2.52)$$

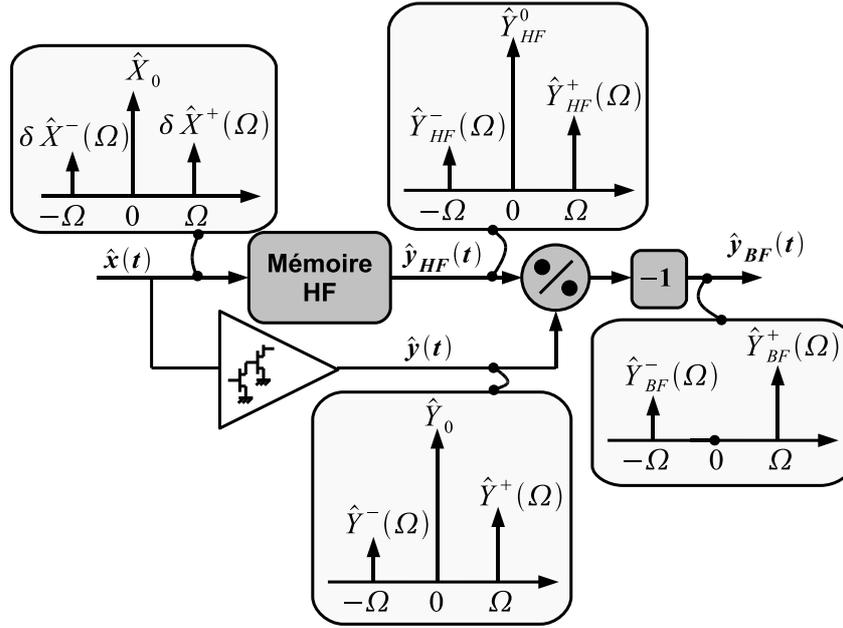


FIG. 2.16 – Principe d'identification des noyaux BF

En considérant $|\hat{x}(t)| = \sqrt{\hat{x}(t)\hat{x}^*(t)}$ et un développement limité au premier ordre, on obtient :

$$|\hat{x}(t)| = |\hat{X}_0| + \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t} \text{ avec } \hat{a}_1 = \frac{1}{2} |\hat{X}_0| \left(\frac{\delta \hat{X}^+}{\hat{X}_0} + \frac{\delta \hat{X}^{-*}}{\hat{X}_0^*} \right) \quad (2.53)$$

Le signal d'entrée tri-porteuse $\hat{x}(t)$ est rappelé ici :

$$\hat{x}(t) = \hat{X}_0 + \delta \hat{X}^+ e^{j\Omega t} + \delta \hat{X}^- e^{-j\Omega t} \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \text{avec} \quad \hat{X}_0 &= X_0 \cdot e^{j\phi_0} \\ \delta \hat{X}^+ &= \delta X^+ \cdot e^{j\phi^+} \\ \delta \hat{X}^- &= \delta X^- \cdot e^{j\phi^-} \end{aligned}$$

Nous définissons un nouveau signal $\hat{z}(t)$ comme $\hat{z}(t) = \hat{x}(t) \cdot e^{-j\phi_0}$ soit :

$$\hat{z}(t) = X_0 + \delta X^+ e^{j\Delta\phi^+} e^{j\Omega t} + \delta X^- e^{j\Delta\phi^-} e^{-j\Omega t} \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned} \text{avec} \quad \Delta\phi^+ &= \phi^+ - \phi_0 \\ \text{et} \quad \Delta\phi^- &= \phi^- - \phi_0 \end{aligned}$$

A partir de l'expression de la phase instantanée (2.47), la phase instantanée du nouveau signal $\hat{z}(t)$ s'écrit comme suit :

$$\angle \hat{z}(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\delta X^+ \sin(\Omega t + \Delta \phi^+) + \delta X^- \sin(-\Omega t + \Delta \phi^-)}{X_0 + \delta X^+ \cos(\Omega t + \Delta \phi^+) + \delta X^- \cos(-\Omega t + \Delta \phi^-)} \right] \quad (2.56)$$

Puisque $\delta X^+ \ll 1$ et $\delta X^- \ll 1$, alors nous pouvons faire l'approximation que $\tan^{-1}(x) \approx x$. Il vient alors l'expression finale de la phase instantanée du signal $\hat{z}(t)$ qui est la suivante :

$$\angle \hat{z}(t) = \frac{\delta X^+ \sin(\Omega t + \Delta \phi^+) + \delta X^- \sin(-\Omega t + \Delta \phi^-)}{X_0} \quad (2.57)$$

La fréquence instantanée représente la dérivée de la phase par rapport au temps et s'écrit pour le signal $\hat{z}(t)$ comme :

$$\omega_{\hat{z}}(t) = \frac{\partial \angle \hat{z}(t)}{\partial t} = \frac{\Omega}{X_0} [\delta X^+ \cos(\Omega t + \Delta \phi^+) - \delta X^- \cos(-\Omega t + \Delta \phi^-)] \quad (2.58)$$

Nous démontrons, à partir de l'égalité suivante, que la fréquence instantanée du signal d'entrée $\hat{x}(t)$ est égale à la fréquence instantanée du signal $\hat{z}(t)$.

$$\omega_{\hat{z}}(t) = \frac{\partial \angle \hat{x}(t)}{\partial t} - \frac{\partial \phi_0}{\partial t} = \frac{\partial \angle \hat{x}(t)}{\partial t} = \omega_{\hat{x}}(t) \quad (2.59)$$

Par conséquent, l'expression finale de la fréquence instantanée $\omega_{\hat{x}}(t)$ est un signal composé de deux raies fréquentielles défini comme :

$$\begin{aligned} \omega_{\hat{x}}(t) &= \frac{\Omega}{2X_0} [\hat{b}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{b}_1^* \cdot e^{-j\Omega t}] \\ \text{avec} \quad \hat{b}_1 &= \delta X^+ e^{j\Delta \phi^+} - \delta X^- e^{j\Delta \phi^-} \end{aligned} \quad (2.60)$$

2.3.3.2 Développement limité de la réponse impulsionnelle et de la fonction de transfert

Les expressions précédentes nous permettent d'une manière générale d'exprimer le développement limité au premier ordre de la réponse impulsionnelle non linéaire qui com-

pose chacune des réponses et qui se trouve être de la forme suivante :

$$\begin{aligned}\hat{h}_i(|x(t)|, \tau) &= \hat{h}_i(|\hat{X}_0| + \hat{a}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{a}_1^* \cdot e^{-j\Omega t}, \tau) \\ &\approx \hat{h}_i(|\hat{X}_0|, \tau) + \hat{a}_1 \frac{\partial \hat{h}_i(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot e^{j\Omega t} + \hat{a}_1^* \frac{\partial \hat{h}_i(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot e^{-j\Omega t}\end{aligned}\quad (2.61)$$

$$\begin{aligned}\text{et} \quad \hat{H}_i(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \int_0^\infty \hat{h}_i(|\hat{X}_0|, \tau) \cdot e^{-j\Omega \tau} \cdot d\tau \\ \text{avec} \quad \text{i=HF, BF1, BF2}\end{aligned}$$

2.3.3.3 Développement limité de la réponse HF

En considérant le développement de Taylor (2.61) appliqué à la voie HF et en insérant l'expression du signal d'entrée $\hat{x}(t)$ dans l'équation (2.50) de la réponse de la voie HF, le signal de sortie $\hat{y}_{HF}(t)$ est un signal composé de trois raies égal à :

$$\hat{y}_{HF}(t) = \hat{Y}_{HF}^0(0) + \hat{Y}_{HF}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{HF}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.62)$$

$$\begin{aligned}\text{avec} \quad \hat{Y}_{HF}^0(0) &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, 0) \cdot \hat{X}_0 \\ \hat{Y}_{HF}^+(\Omega) &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot \delta \hat{X}^+ + \hat{a}_1 \cdot \hat{X}_0 \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\ \hat{Y}_{HF}^-(\Omega) &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, -\Omega) \cdot \delta \hat{X}^- + \hat{a}_1^* \cdot \hat{X}_0 \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|}\end{aligned}$$

2.3.3.4 Développement limité de la réponse BF1

De la même manière que pour la réponse de la voie HF, en considérant l'expression (2.61) que l'on applique à l'équation de la réponse impulsionnelle de la voie BF1 et en y insérant l'expression du module du signal d'entrée (2.53) alors il en découle l'expression du signal $\hat{y}_{BF1}(t)$ suivante :

$$\hat{y}_{BF1}(t) = \hat{Y}_{BF1}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{BF1}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned}\text{avec} \quad \hat{Y}_{BF1}^+(\Omega) &= \hat{a}_1 \left(\hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega) + |\hat{X}_0| \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \\ \hat{Y}_{BF1}^-(\Omega) &= \hat{a}_1^* \left(\hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + |\hat{X}_0| \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \\ \text{et} \quad \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \int_0^\infty \hat{h}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \tau) \cdot e^{-j\Omega \tau} \cdot d\tau\end{aligned}$$

2.3.3.5 Développement limité de la réponse BF2

De la même manière que pour la réponse de la voie HF, en considérant l'expression (2.61) que l'on applique à l'équation de la réponse impulsionnelle de la voie BF1 et en y insérant l'expression du module du signal d'entrée (2.60) alors il vient l'expression du signal $\hat{y}_{BF2}(t)$ suivante :

$$\hat{y}_{BF2}(t) = \hat{Y}_{BF2}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{BF2}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.64)$$

$$\text{avec} \quad \hat{Y}_{BF2}^+(\Omega) = \frac{\Omega}{2X_0} \hat{b}_1 \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega)$$

$$\hat{Y}_{BF2}^-(\Omega) = \frac{\Omega}{2X_0} \hat{b}_1^* \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, -\Omega)$$

$$\text{et} \quad \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega) = \int_0^\infty \hat{h}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau$$

2.3.3.6 Système d'identification des fonctions de transfert BF

En sommant les expressions des signaux $\hat{y}_{BF1}(t)$ et $\hat{y}_{BF2}(t)$, ceci permet d'aboutir au signal de sortie BF, \hat{y}_{BF} , se composant de deux raies spectrales en $\pm\Omega$ comme défini ci-dessous :

$$\hat{y}_{BF}(t) = \hat{y}_{BF1}(t) + \hat{y}_{BF2}(t) = \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{BF}^-(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.65)$$

$$\text{avec} \quad \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) = Y_{BF1}^+(\Omega) + Y_{BF2}^+(\Omega)$$

$$\hat{Y}_{BF}^-(\Omega) = Y_{BF1}^-(\Omega) + Y_{BF2}^-(\Omega)$$

En égalisant le signal $\hat{y}_{BF}(t)$ calculé à celui mesuré, ceci permet d'établir le système d'équations différentielles suivant dont les solutions sont les noyaux $\hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ et

$\hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ de la voie BF.

$$\begin{aligned}
 \hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \hat{a}_1 \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \hat{a}_1 X_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} + \frac{\Omega}{X_0} \hat{b}_1 \cdot \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega) \\
 \hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \hat{a}_1^* \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + \hat{a}_1^* X_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} + \frac{\Omega}{X_0} \hat{b}_1^* \cdot \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, -\Omega) \\
 \hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, -\Omega) &= \hat{a}_1 \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + \hat{a}_1 X_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} - \frac{\Omega}{X_0} \hat{b}_1 \cdot \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, -\Omega) \\
 \hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, -\Omega) &= \hat{a}_1^* \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \hat{a}_1^* X_0 \cdot \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} - \frac{\Omega}{X_0} \hat{b}_1^* \cdot \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega)
 \end{aligned}$$

avec $0 \leq \Omega \leq \frac{BW}{2}$ et $0 \leq |\hat{X}_0| \leq X_{max}$

(2.66)

Le système d'équations obtenu est un système bien conditionné de quatre équations à quatre inconnues $\hat{H}_{BF1}(\pm\Omega)$ et $\hat{H}_{BF2}(\pm\Omega)$. La résolution de l'équation différentielle suivant la variable $|\hat{X}_0|$ peut se faire numériquement par discrétisation de la dérivée à partir de la formule implicite d'Euler suivante :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} &= \frac{\hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|_n, -\Omega) - \hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|_{n-1}, -\Omega)}{|\hat{X}_0|_n - |\hat{X}_0|_{n-1}} \\
 \frac{\partial \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} &= \frac{\hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|_n, -\Omega) - \hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|_{n-1}, -\Omega)}{|\hat{X}_0|_n - |\hat{X}_0|_{n-1}}
 \end{aligned}$$

avec $|\hat{X}_0|_n$ l'ensemble des valeurs de puissance d'entrée

(2.67)

Les conditions initiales du système sont identiquement nulles car à puissance d'entrée faible, en zone linéaire, la réponse de voie BF est par définition nulle impliquant que les noyaux tendent vers 0 lorsque $|\hat{X}_0|$ tend vers 0. Cette méthode donne des résultats assez précis mais requiert un pas d'intégration faible pour limiter les erreurs numériques. Une seconde méthode de résolution du système a été développée et détaillée en [63] basée sur une approximation polynomiale des noyaux.

2.4 Modèle de Volterra modulé à structure bouclée (Feed Back)

2.4.1 Topologie du modèle

Comme nous l'avons observé dans les paragraphes précédents, la topologie directe (FF) est une simplification de la structure en boucle de rétro-action (FB) qui caractérise les mécanismes de mémoire basse fréquence. La structure FF est concevable lorsque la modulation du point de polarisation causée par la mémoire à long-terme est faible voire moyenne, ce qui est habituellement le cas. Néanmoins, dans le but d'améliorer la précision du modèle et de le rendre plus général, il est très intéressant de présenter la topologie FB.

Le modèle est basé comme précédemment sur la combinaison de trois réponses impulsionnelles non linéaires dédiée à la prise en compte des deux types de mémoire. La topologie proposée est analogue à celle présentée par J.C. Pedro [64] et précédemment décrite sur la Fig. 2.7. Elle utilise un rebouclage sur l'entrée de la réponse à court terme, permettant ainsi de décrire d'une manière adéquate le fonctionnement physique de l'amplificateur. L'architecture du modèle proposé est présentée sur la Fig. 2.17. Comme précédemment, nous

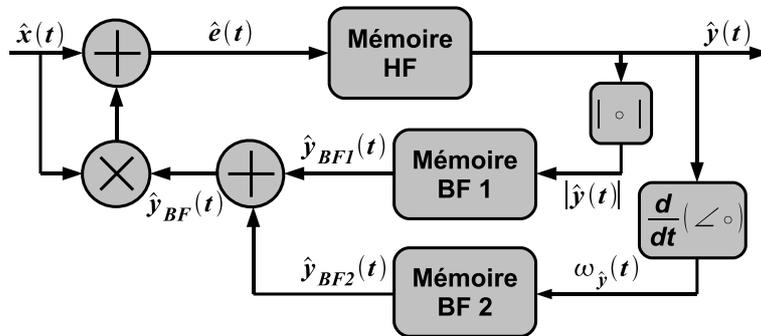


FIG. 2.17 – Topologie du modèle modulé « Feed-back »

avons utilisé le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire pour caractériser la mémoire à court terme représentée par la branche principale. La boucle de retour modélisant la mémoire à long terme est composée de deux modèles à réponse impulsionnelle non linéaire pilotés par le module et la fréquence instantanée du signal de sortie $\hat{y}(t)$. Nous rappelons

ici les expressions des deux réponses.

$$\hat{y}_{HF}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}_{HF}(|\hat{e}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{e}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.68)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_{BF}(t) &= \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{y}(t-\tau)| \cdot d\tau \\ &+ \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF2}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \omega_{\hat{y}}(t-\tau) \cdot d\tau \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$\text{avec} \quad \hat{e}(t) = \hat{x}(t) \cdot (1 + \hat{y}(t)) \quad (2.70)$$

représentant le signal d'entrée modulé par la mémoire basse fréquence.

De nouveau, nous remarquons que, comme nous l'avons évoqué précédemment avec la topologie FF, la réponse de la voie BF, $\hat{y}_{BF}(t)$, est nulle lorsque le dispositif est stimulé par un signal CW $\hat{x}(t) = \hat{X}_0 e^{j\Omega t}$. Par conséquent, l'identification du noyau de la voie HF reste inchangé, c'est à dire :

$$\hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega) = \frac{\hat{y}(t)}{\hat{x}(t)} = \frac{\hat{Y}_0(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\hat{X}_0} \quad (2.71)$$

2.4.2 Extraction des deux noyaux BF

L'identification des noyaux de la voie BF se mène en excitant le dispositif avec un signal tri-porteuse comme rappelé ici.

$$\hat{x}(t) = \hat{X}_0 + \delta\hat{X}^+ e^{j\Omega t} + \delta\hat{X}^- e^{-j\Omega t} \text{ avec } |\delta\hat{X}^+| \text{ et } |\delta\hat{X}^-| \ll 1 \text{ et } \delta\hat{X}^+ \neq \delta\hat{X}^- \quad (2.72)$$

Comme nous l'avons précédemment observé, dans ce cas, le dispositif génère également un signal tri-porteuse à sa sortie et un signal bi-porteuse en sortie de la voie BF comme le représente la Fig. 2.18.

$$\hat{y}(t) = \hat{Y}^0(|\hat{X}_0|, 0) + \hat{Y}^+(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}^-(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.73)$$

$$\hat{y}_{BF}(t) = \hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.74)$$

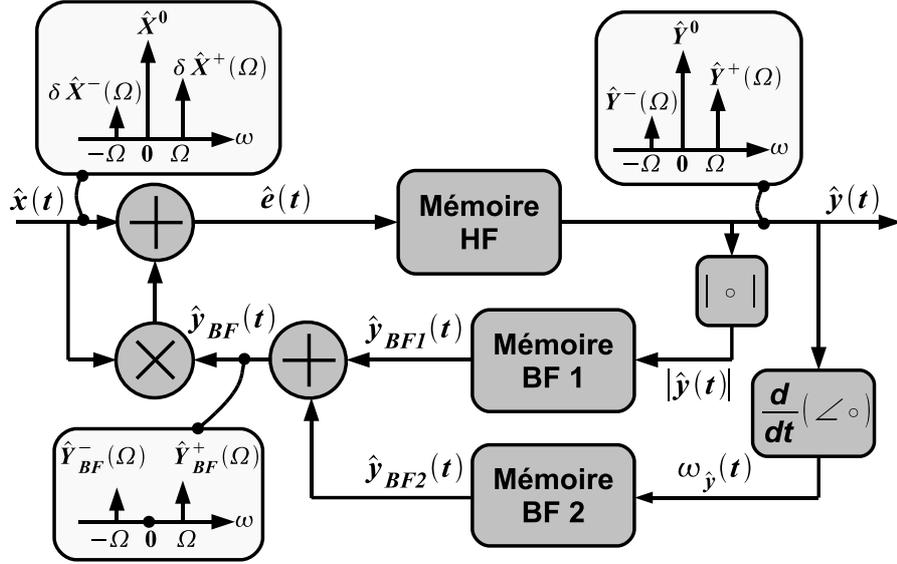


FIG. 2.18 – Réponse du modèle « Feedback » à une excitation tri-porteuse

2.4.2.1 Estimation des signaux $\hat{e}(t)$ et $|\hat{e}(t)|$

Nous allons dans un premier temps calculer analytiquement le signal d'erreur $\hat{e}(t)$ à partir de $\hat{x}(t)$ et $\hat{y}_{BF}(t)$ comme suit :

$$\hat{e}(t) = \hat{X}_0 + \hat{c}_1 \cdot e^{j\Omega t} + \hat{c}_2 \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.75)$$

$$\text{avec} \quad \begin{aligned} \hat{c}_1 &= \delta \hat{X}^+(\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \hat{Y}_{BF}^+(\Omega) \\ \hat{c}_2 &= \delta \hat{X}^-(\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \hat{Y}_{BF}^-(\Omega) \end{aligned}$$

Il s'agit donc d'un signal constitué de trois raies spectrales, par conséquent de la même manière que précédemment, le calcul du module du signal $\hat{e}(t)$ est donné par l'expression suivante :

$$|\hat{e}(t)| = |\hat{X}_0| + \frac{1}{2}(\hat{c}_1 + \hat{c}_2^*) \cdot e^{j\Omega t} + \frac{1}{2}(\hat{c}_1^* + \hat{c}_2) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.76)$$

2.4.2.2 Estimation du signal $\hat{y}_{BF}(t)$

A partir des expressions (2.75) et (2.76) ainsi que du développement de $\hat{h}_{HF}(|\hat{e}(t)|, \tau)$ suivant :

$$\begin{aligned} \hat{h}_{HF}(|\hat{e}(t)|, \tau) &= \hat{h}_{HF}(|\hat{X}_0|, \tau) + \frac{1}{2}(\hat{c}_1 + \hat{c}_2^*) \cdot \frac{\partial \hat{h}_{HF}(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} e^{j\Omega t} \\ &+ \frac{1}{2}(\hat{c}_1^* + \hat{c}_2) \cdot \frac{\partial \hat{h}_{HF}(|\hat{X}_0|, \tau)}{\partial |\hat{X}_0|} e^{-j\Omega t} \end{aligned} \quad (2.77)$$

La résolution du système d'équations suivant permet de déterminer les quatre composantes $\hat{Y}_{BF}^+(|\hat{X}_0|, \pm\Omega)$ et $\hat{Y}_{BF}^-(|\hat{X}_0|, \pm\Omega)$ du signal de sortie de la voie BF.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_0 \cdot \hat{d}_{11} & \hat{X}_0^* \cdot \hat{d}_{12} \\ \hat{X}_0 \cdot \hat{d}_{21}^* & \hat{X}_0^* \cdot \hat{d}_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{BF}^+(|\hat{X}_0|, \Omega) \\ Y_{BF}^-(|\hat{X}_0|, \Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y^+(|\hat{X}_0|, \Omega) - \hat{d}_{11} \cdot \delta\hat{X}^+(\Omega) - \hat{d}_{12} \cdot \delta\hat{X}^{-*}(\Omega) \\ Y^-(|\hat{X}_0|, \Omega) - \hat{d}_{22}^* \cdot \delta\hat{X}^{-*}(\Omega) - \hat{d}_{21}^* \cdot \delta\hat{X}^+(\Omega) \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

$$\begin{aligned} \text{avec} \quad \hat{d}_{11} &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega) + \frac{1}{2}\hat{X}_0 \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\ \hat{d}_{12} &= \frac{1}{2}\hat{X}_0 \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\ \hat{d}_{21} &= \frac{1}{2}\hat{X}_0 \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \\ \hat{d}_{22} &= \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, -\Omega) + \frac{1}{2}\hat{X}_0 \frac{\partial \hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\hat{X}_0|} \end{aligned}$$

En appliquant les expressions (2.53) et (2.60) au signal de sortie $\hat{y}(t)$ pour déterminer $|\hat{y}(t)|$ et $\omega_{\hat{y}}(t)$ alors le système d'équations différentielles (2.66) peut être de nouveau résolu pour déterminer les noyaux $\hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ et $\hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ qui sont les solutions du système.

2.5 Méthodologie d'implémentation numérique des modèles

Tous les modèles présentés précédemment sont composés de noyaux qui sont des fonctions de transfert non linéaires de la forme $\hat{H}(|\hat{x}|, \Omega)$ où $|\hat{x}|$ représente l'amplitude du signal et Ω la fréquence de modulation. Les données mises à notre disposition sont discrètes, c'est à dire que les noyaux sont connus pour un nombre discret d'amplitudes et de fréquences.

Hormis ces valeurs discrètes, le signal en entrée du dispositif peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre ces points, il nous faut donc mettre au point des techniques d'approximation performantes (c.a.d stables, rapides, peu gourmandes en mémoire) pour permettre une implémentation temporelle efficace des intégrales de convolution décrivant les modèles.

La première étape consiste à décomposer les noyaux en une série de fonctions

séparables suivant l'amplitude et la fréquence comme ci-dessous :

$$\hat{H}_i(|\hat{x}|, \Omega) = \sum_{k=0}^K \hat{\alpha}_k(\Omega) \cdot \hat{f}_k(|\hat{x}|) \quad (2.79)$$

On peut noter que les fonctions de base $\hat{\alpha}_k(\Omega)$ représentent des filtres linéaires tandis que les fonctions de base \hat{f}_k représentent des caractéristiques statiques.

2.5.1 Fonction de base $\hat{f}_k(|\hat{x}|)$

Habituellement, le choix des fonctions de base statiques est porté sur des monômes du type $\hat{f}_k = |\hat{x}|^k$, ou encore des polynômes plus évolués comme des tangentes hyperboliques ou des polynômes de Tchebychev. Le principal inconvénient avec ces approximations polynomiales sont leur forte tendance à osciller avec l'augmentation du degré du polynôme menant à des modélisations insuffisamment précises avec des possibles instabilités numériques.

Dans [65], nous avons donc développé une nouvelle méthode pour évaluer une base de fonctions qui remplisse les trois critères suivants :

- Un système correctement conditionné pour minimiser les erreurs numériques.
- Une base de taille minimale permettant une précision importante avec un nombre de coefficients minimal.
- Une procédure automatique d'identification, simple à mettre en oeuvre permettant le choix systématique des fonctions fondamentales de la nouvelle base.

La méthode peut se résumer comme ci-dessous. Partant du noyau mesuré sur un échantillonnage de points de fréquences $\{\Omega_j, j = 1, \dots, N\}$, nous disposons donc d'un ensemble de courbes noté $d(|\hat{x}|)$ représentant la base de départ :

$$d(|\hat{x}|) = \left\{ \hat{H}(|\hat{x}|, \Omega_j), j = 1, \dots, N \right\} \quad (2.80)$$

Pour une fréquence intermédiaire notée Ω dans la bande passante, nous pouvons naturellement supposer que $\hat{H}(|\hat{x}|, \Omega)$ peut s'exprimer comme une combinaison linéaire d'éléments de la base, soit :

$$\hat{H}(|\hat{x}|, \Omega) = \sum_{j=0}^N \hat{\beta}_j(\Omega) \cdot \hat{H}(|\hat{x}|, \Omega_j) \quad (2.81)$$

Cependant, pour satisfaire le premier critère énoncé auparavant, nous devons disposer d'un système correctement conditionné, ceci implique que les vecteurs formant la base $d(|\hat{x}|)$ soient orthogonaux les uns aux autres, ce qui peut s'exprimer par la condition

suivante :

$$\left\langle \hat{H}(|\hat{x}|, \Omega_i), \hat{H}(|\hat{x}|, \Omega_j) \right\rangle = \int \hat{H}(|\hat{x}|, \Omega_i) \cdot \hat{H}(|\hat{x}|, \Omega_j) \cdot d|\hat{x}| = 0 \quad \forall i \neq j \quad (2.82)$$

Il est évident que la base arbitraire résultant directement des points de mesure ne peut de manière systématique satisfaire la condition d'orthogonalité (2.82).

Cependant partant de la base arbitraire de mesures, il reste possible de construire une base orthogonale en utilisant des techniques connues d'algèbre linéaires. Dans ce but, une matrice D de dimension $P \times M$ contenant l'ensemble des mesures est définie :

$$D(p, j) = \hat{H}(|\hat{x}_p|, \Omega_j) \text{ avec } p \in \{1 \dots P\}, j \in \{1 \dots N\} \text{ et } N < P \quad (2.83)$$

Afin d'atteindre l'objectif d'orthogonalité, la matrice D est factorisée suivant la méthode de factorisation de matrice SVD (Singular Value Decomposition) [66] :

$$D = U \cdot \Sigma \cdot V^T \quad (2.84)$$

Le résultat de cette factorisation produit trois nouvelles matrices où U est une matrice orthogonale de dimension $(P \times P)$, V est également une matrice orthogonale de dimension $(N \times N)$ et Σ est une matrice diagonale de dimension $(P \times N)$ dont les éléments constituent les valeurs singulières de la base.

La théorie de la valeur singulière démontre que la matrice U contient la base orthogonale recherchée. A chaque colonne de U , représentant un vecteur de base, correspond une valeur singulière contenue dans Σ . Cette dernière indique le poids du vecteur de base correspondant au sein de la base. On peut ainsi limiter la taille de la base en ne considérant que les vecteurs de base de valeur singulière significative. Un seuil de 10^{-5} est généralement suffisant pour assurer une bonne précision de la base. Les exemples menés au cours de notre étude montrent que la taille de la base est très faible, inférieure à 5. On doit noter que la base obtenue est une base discrète.

Finalement, la base $\left\langle \hat{f}_k(|\hat{x}_p|) \right\rangle$ discrète est interpolée à l'aide de splines cubiques afin d'obtenir une base de fonctions continues $\left\langle \hat{f}_k(|\hat{x}|) \right\rangle$.

2.5.2 Fonctions de base $\hat{\alpha}_k(\Omega)$

A partir du noyau mesuré et des fonctions de base $\left\langle \hat{f}_k(|\hat{x}_p|) \right\rangle$ précédemment calculées, les fonctions de base $\langle \hat{\alpha}_k(\Omega) \rangle$ sont calculées en résolvant le système d'équations suivant à

l'aide de la méthode de moindres carrés. On a :

$$\begin{aligned}
 [A][\hat{\alpha}] &= [B] & (2.85) \\
 \text{avec} \quad [A] &= \begin{bmatrix} \hat{f}_1(|\hat{X}_{01}|) & \cdots & \hat{f}_K(|\hat{X}_{01}|) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{f}_1(|\hat{X}_{0P}|) & \cdots & \hat{f}_K(|\hat{X}_{0P}|) \end{bmatrix} \\
 [\hat{\alpha}] &= \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_1(\Omega_1) & \cdots & \hat{\alpha}_1(\Omega_N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\alpha}_K(\Omega_1) & \cdots & \hat{\alpha}_K(\Omega_N) \end{bmatrix} \\
 [B] &= \begin{bmatrix} \hat{H}(|\hat{X}_{01}|, \Omega_1) & \cdots & \hat{H}(|\hat{X}_{01}|, \Omega_N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{H}(|\hat{X}_{0K}|, \Omega_1) & \cdots & \hat{H}(|\hat{X}_{0K}|, \Omega_N) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

D'où l'on tire $\hat{\alpha} = (A^T A)^{-1} A^T B$. La base $\langle \hat{f}_k(\cdot) \rangle$ étant orthogonale, la matrice $A^T A$ est diagonale. La base $\langle \hat{\alpha}_k(\cdot) \rangle$ est alors obtenue avec le maximum de précision numérique. Ici on note également que les vecteurs de base $\hat{\alpha}_k(\Omega_p)$ obtenus sont également discrets, il faut donc trouver les fonctions d'interpolation les plus adéquates qui permettent de passer de la base de fonctions discrètes $\langle \hat{\alpha}_k(\Omega_p) \rangle$ à la base continue $\langle \hat{\alpha}_k(\Omega) \rangle$.

Comme chaque fonction de base $\hat{\alpha}_k(\Omega)$ représente la fonction de transfert d'un filtre linéaire dont on veut obtenir la réponse impulsionnelle, on ne peut guère utiliser des fonctions d'interpolation par morceaux comme les splines. Les fonctions d'interpolation les plus adéquates sont alors les fonctions rationnelles.

La forme la plus simple dans ce cas est alors la forme dite d'approximation de Padé :

$$\hat{\alpha}_k(\Omega) = \frac{\sum_{n=0}^N \hat{\beta}_n \cdot (j\Omega)^n}{1 + \sum_{m=0}^M \hat{\gamma}_m \cdot (j\Omega)^m} \quad (2.86)$$

Ces approximations sont effectivement assez simples à mettre en oeuvre et le passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel est trivial en sachant que :

$$TF^{-1}(\Delta \cdot (j\Omega)^n) = \frac{d^n \Delta}{dt^n} \quad (2.87)$$

Comme le montre cette relation, l'implémentation numérique de ce type de filtre demande donc de calculer les dérivées $n^{ième}$ du signal temporel ce qui conduit malheureusement

à des instabilités numériques importantes sur la réponse du modèle.

Finalement, depuis quelques années, avec les travaux de B. Gustavsen [67, 68, 69], il a été démontré que la forme la plus efficace est un développement en éléments simples pôle/résidu comme ci-dessous, qui représente une série de filtres du première ordre.

$$\hat{\alpha}_k(\Omega) = \sum_{m=1}^M \frac{\hat{a}_m}{j \cdot \Omega - \hat{p}_m} \quad (2.88)$$

B. Gustavsen [67] a mis au point une méthode d'estimation permettant d'obtenir la décomposition (2.88) avec une excellente stabilité numérique, tout en assurant la stabilité des filtres obtenus. Cette méthode très populaire est connue sous le nom d'algorithme « *Vector Fitting* ». Cet algorithme itératif permet par optimisation l'approximation d'une réponse fréquentielle quelconque par une série de fonctions rationnelles inconditionnellement stables. Initialement, l'algorithme a été développé pour l'approximation de fonctions de transfert hermitiennes ($H(-\Omega) = H^*(\Omega)$), ce n'est pas le cas pour les fonctions de transfert de systèmes passe-bande que nous avons ici. Nous avons donc dû le modifier légèrement pour l'adapter aux systèmes passe-bande. Nous allons décrire succinctement cet algorithme.

On souhaite donc approximer la fonction $\hat{\alpha}_k(\Omega)$ par une fonction rationnelle de type :

$$\hat{\alpha}_k(\Omega) = \sum_{m=1}^M \frac{\hat{a}_m}{j\Omega - \hat{p}_m} \quad (2.89)$$

où \hat{a} et \hat{p} représente respectivement l'ensemble des résidus et des pôles.

La procédure pour résoudre ce problème se déroule en deux étapes successives.

Etape 1

La première étape consiste à introduire deux nouvelles fonctions rationnelles $\hat{\rho}(\Omega)$ et $\hat{\sigma}(\Omega)$ définies par les expressions suivantes :

$$\hat{\rho}(\Omega) = \sum_{m=1}^M \frac{\hat{a}_m}{j\Omega - \hat{q}_m} \quad \text{et} \quad \hat{\sigma}(\Omega) = \sum_{m=1}^M \frac{\hat{r}_m}{j\Omega - \hat{q}_m} \quad (2.90)$$

où les pôles \hat{q}_m ont été initialisés dans la bande de fréquence du système ou par d'autres méthodes [70].

A partir de ces fonctions, on définit un nouveau problème linéaire où les résidus \hat{a} et \hat{q}

sont les solutions.

$$\hat{\rho}(\Omega) - \hat{\alpha}_k(\Omega)\hat{\sigma}(\Omega) = \hat{\alpha}_k(\Omega) \quad (2.91)$$

Il vient alors un système matriciel $Ax = B$ que l'on résout par la méthode de moindres carrés.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\Omega_1 - \hat{q}_1} & \cdots & \frac{1}{j\Omega_1 - \hat{q}_M} & \frac{-\hat{\alpha}_k(\Omega_1)}{j\Omega_1 - \hat{q}_1} & \cdots & \frac{-\hat{\alpha}_k(\Omega_1)}{j\Omega_1 - \hat{q}_M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{j\Omega_N - \hat{q}_1} & \cdots & \frac{1}{j\Omega_N - \hat{q}_M} & \frac{-\hat{\alpha}_k(\Omega_N)}{j\Omega_N - \hat{q}_1} & \cdots & \frac{-\hat{\alpha}_k(\Omega_N)}{j\Omega_N - \hat{q}_M} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

$$B = \left[\hat{\alpha}_k(\Omega_1) \quad \dots \quad \hat{\alpha}_k(\Omega_N) \right]^T$$

$$x = \left[\hat{a}_1 \quad \dots \quad \hat{a}_M \quad \hat{r}_1 \quad \dots \quad \hat{r}_M \right]^T$$

Etape 2

[71] montre alors que les pôles de la fonction $\hat{\alpha}_k(\Omega)$ sont égaux aux zéros de la fonction $\hat{\rho}(\Omega)$ lesquelles peuvent être calculés à partir des valeurs propres de la matrice :

$$\{\hat{a}_m\} = eig(A - b \cdot c^T) \quad (2.93)$$

où A est une matrice diagonale qui contient les pôles initiaux $\{\hat{q}_m\}$, b est un vecteur colonne de valeur unitaire et c est un vecteur ligne remplie par les $\{\hat{r}_m\}$.

Ces deux étapes sont appliquées de façon itérative en remplaçant les pôles $\{\hat{q}_m\}$ de l'équation (2.91) par les pôles $\{\hat{q}_m\}$ dernièrement trouvés. De plus, à chaque itération, pour garantir la stabilité du filtre, on remplace les pôles avec une partie réelle positive par des pôles à partie réelle négative. Cet algorithme converge vers une solution précise généralement après une dizaine d'itérations.

Enfin, on identifie simplement les résidus $\{\hat{a}_m\}$ de la fonction de départ (2.89) par la méthode de moindres carrés.

2.5.3 Implémentation numérique de la réponse impulsionnelle non linéaire

En associant les techniques ci-dessus présentées, l'écriture finale de chaque noyau prend la forme suivante :

$$\hat{H}(|\hat{x}|, \Omega) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=1}^M \frac{\hat{a}_{km}}{j\Omega - \hat{q}_{km}} \cdot \hat{f}_k(|\hat{x}|) \quad (2.94)$$

Il nous faut à présent réaliser l'intégration numérique des intégrales de convolution de la forme ci-dessous, avec la plus grande précision et le moins de calculs possible.

$$\hat{y}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.95)$$

En considérant la transformée de Fourier de $\hat{h}(x, \tau)$ dans (2.95), on obtient :

$$\hat{y}(t) = \int_0^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \hat{H}(|\hat{x}(t-\tau)|, \Omega) \cdot e^{j\Omega\tau} d\Omega \right) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.96)$$

En substituant alors (2.94) dans (2.96), on obtient :

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=1}^M \int_0^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{a}_{km}}{j\Omega - \hat{q}_{km}} \cdot e^{j\Omega\tau} d\Omega \right] \cdot \hat{f}_k(|\hat{x}(t-\tau)|) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.97)$$

D'où l'on tire :

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=1}^M \int_0^t \hat{h}_{km}(\tau) \cdot \hat{f}_k(|\hat{x}(t-\tau)|) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.98)$$

$$\hat{h}_{km}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{a}_{km}}{j\Omega - \hat{q}_{km}} \cdot e^{j\Omega\tau} d\Omega \quad (2.99)$$

L'intégrale de convolution apparaît comme une mise en parallèle de filtres linéaires du premier ordre qui sont excités par le signal d'entrée préalablement passé au travers de caractéristiques statiques non linéaires. Ce type de structure est aussi connu sous le nom de modèle d'Hammerstein.

La discrétisation de l'intégrale de convolution de l'équation (2.98) conduit à la forme canonique donnée par l'équation (2.100), dont la représentation schématique est illustrée

sur la Fig. 2.19.

$$\hat{y}(t_n) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=1}^M \hat{a}_{km} \cdot \hat{z}_{km}(t_n) \quad (2.100)$$

$$\text{avec } \hat{z}_{km}(t_n) = \hat{b}_0 \cdot \hat{f}_k(|\hat{x}(t_n)|) \cdot \hat{x}(t_n) + \hat{b}_1 \cdot \hat{f}_k(|\hat{x}(t_{n-1})|) \cdot \hat{x}(t_{n-1}) + \hat{c}_1 \hat{z}_{km}(t_{n-1})$$

$$\hat{b}_0 = \frac{\hat{c}_1 - \hat{a}_{km} \Delta t - 1}{\hat{a}_{km}^2 \Delta t}$$

$$\hat{b}_1 = -\frac{\hat{c}_1(1 - \hat{a}_{km} \Delta t) - 1}{\hat{a}_{km}^2 \Delta t}$$

$$\hat{c}_1 = e^{\hat{a}_{km} \Delta t}$$

$$\Delta t = t_n - t_{n-1}$$

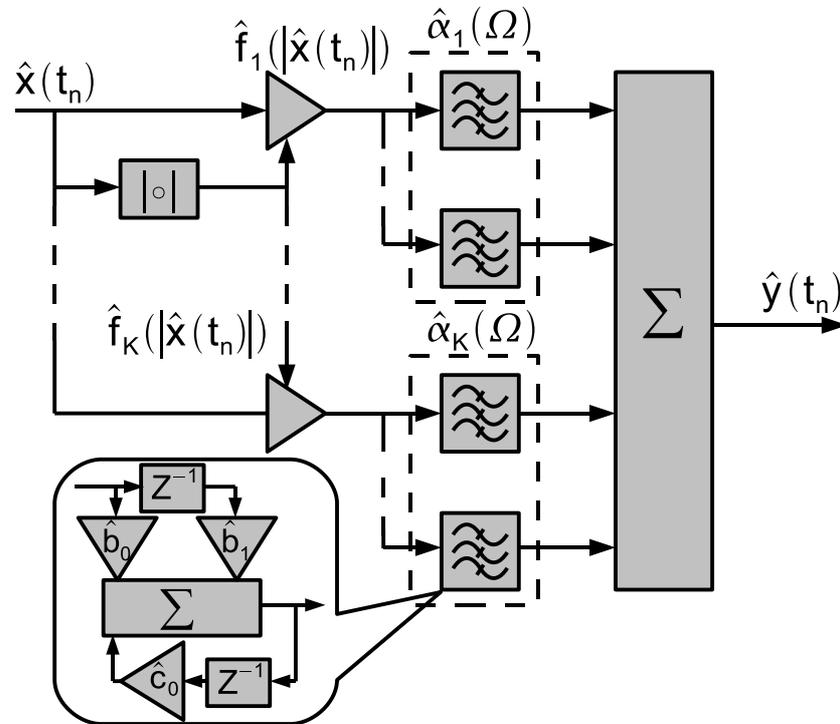


FIG. 2.19 – Implémentation numérique du modèle réponse impulsionnelle

Cette méthode optimale permettant le passage d'un noyau provenant du domaine fréquentiel à une implémentation numérique est utilisée pour les trois noyaux. Le principe d'extraction du modèle énoncé ci-dessus ainsi que les techniques numériques d'approximation et d'intégration temporelle ont été implémentées sous le logiciel Matlab de la société Mathworks [72]. Le code de modélisation nous servira dans le paragraphe suivant pour la validation de ce nouveau modèle.

2.6 Validation des modèles : Application à la modélisation de circuits CAO

Afin de valider le modèle que nous proposons, nous l'avons appliqué à la modélisation de deux amplificateurs décrits par leurs schémas de conception sur le simulateur de circuits ADS 2006 d'Agilent Technologies.

2.6.1 L'amplificateur GSM

Le premier exemple consiste en un amplificateur faible bande, un étage à un transistor LDMOS polarisé en classe AB légère. Cet amplificateur provient d'une librairie d'exemples d'applications d'ADS. Il possède l'avantage de converger rapidement pour tout type de stimuli, en harmonique balance et en transitoire d'enveloppe. Cela nous permet de réaliser des tests très poussés même à forte compression. De plus, comme nous le verrons, cet amplificateur présente de fortes dissymétries d'intermodulation mettant en évidence la présence d'effets de mémoire à long-terme importants. L'amplificateur fonctionne à une fréquence centrale de 830 MHz avec un gain linéaire de 13 dB. Les caractéristiques statiques de cet amplificateur sont représentées sur la Fig. 2.20 en fonction de l'IBO par rapport au point de compression à 1 dB se situant à une puissance d'entrée d'environ 15 dBm. Il atteint 3 dB de compression et un rendement maximum pour environ 5 dB d'IBO.

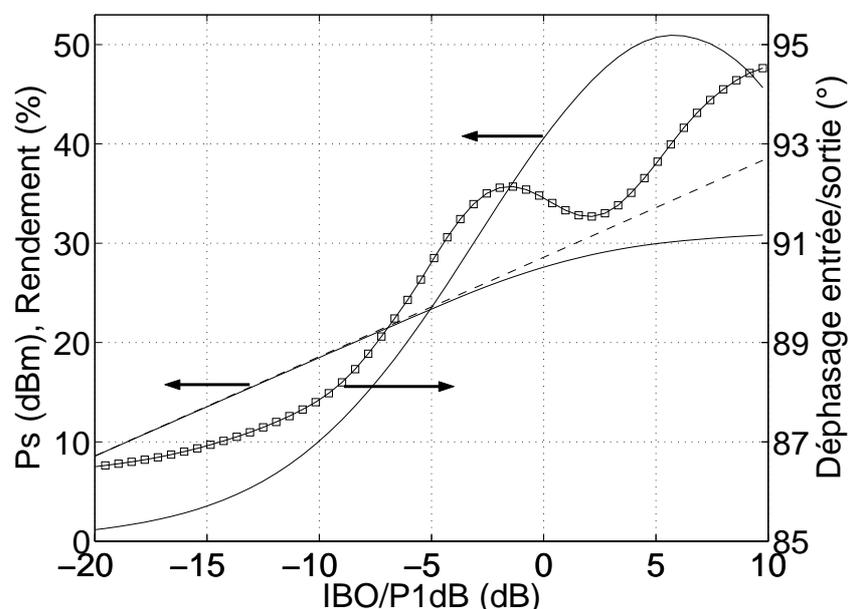


FIG. 2.20 – Caractéristiques statiques de l'amplificateur GSM

2.6.1.1 Identification des modèles

a) Caractérisation CW

Sur la Fig. 2.21 sont représentées les caractéristiques CW obtenues sur une bande de 100 MHz autour de la fréquence centrale, $f_0 = 830$ MHz. Ces courbes nous montrent des variations de gain linéaire d'un peu plus de 5 dB sur toute la bande de fréquence considérée. Ces variations de gain sont représentatives des effets de dispersion HF (mémoire à court terme) présents dans la bande de caractérisation. L'identification de la partie HF du modèle a été effectuée de la zone linéaire (soit une puissance d'entrée de -20 dBm) jusqu'à une puissance de 25 dBm (soit environ 8 dB de compression de gain). Le noyau HF, comme explicité précédemment correspond à ce qui est communément appelé courbe AM/AM, AM/PM, paramétré par la fréquence. Ces courbes sont données sur la Fig. 2.21.

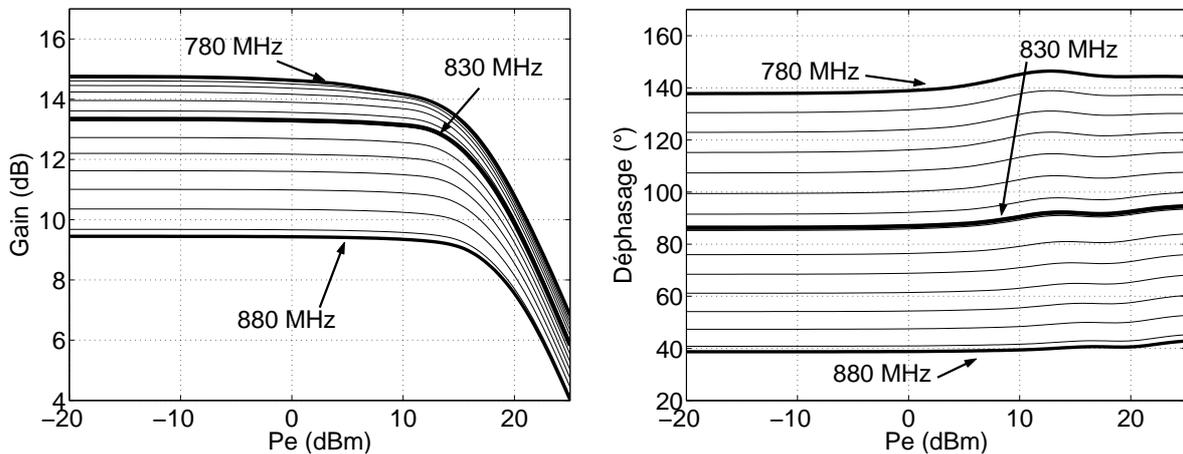


FIG. 2.21 – Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur GSM

Si on considère une représentation en partie réelle et imaginaire, on obtient les courbes de la Fig. 2.22. On peut observer les variations de chaque caractéristique en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée constante.

Les caractéristiques obtenues par simulation sont alors approximées à l'aide des techniques que nous avons présentées dans le paragraphe précédent. Nous proposons, sur la Fig. 2.23, une comparaison de l'erreur normalisée, en utilisant soit une approximation en polynôme conventionnelle, soit la nouvelle technique que nous avons mise au point sur la base d'une décomposition orthogonale. Nous observons alors que la nouvelle méthode permet une bien meilleure précision tout en utilisant très peu de vecteurs de base. En effet, nous remarquons qu'en utilisant 3 fonctions de base, la nouvelle méthode permet d'obtenir une erreur inférieure à -60 dB alors que l'approximation polynomiale en

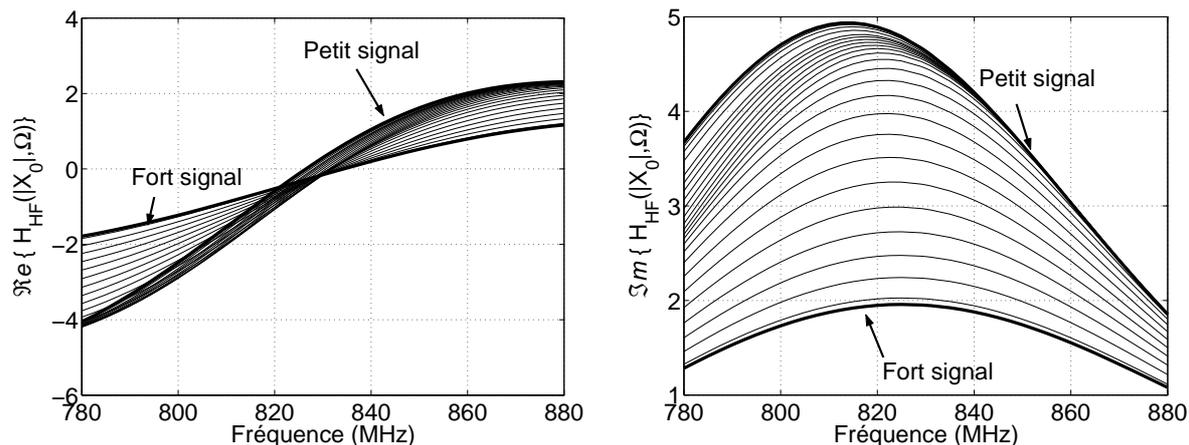


FIG. 2.22 – Partie réelle et imaginaire du noyau HF

demande 10 pour une erreur supérieure. Nous avons ajouté sur ce graphique le rapport entre la première valeur singulière et les suivantes pour indiquer la corrélation entre ce facteur et le nombre nécessaire de vecteurs de base.

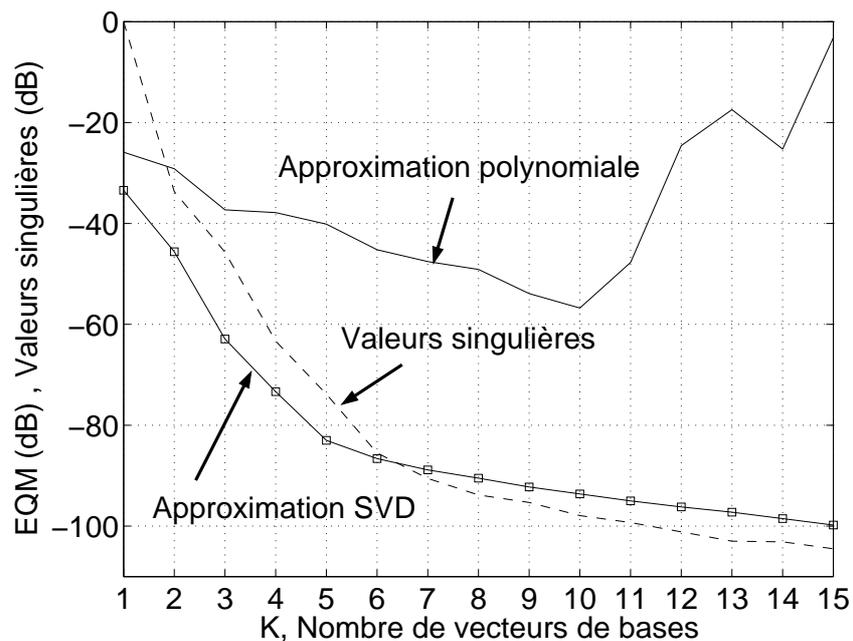


FIG. 2.23 – Comparaison EQM avec une approximation polynomiale et une approximation SVD

Nous avons choisi d'utiliser 3 fonctions de base (soit $K = 3$) dans notre décomposition car la valeur singulière correspondante est 60 dB en dessous de la plus grande valeur. Enfin, nous approximations les 3 réponses de filtres correspondantes à partir de l'algorithme « Vector fitting ». Le programme choisit alors automatiquement le nombre de Pôles/Résidus pour représenter le mieux possible les caractéristiques du modèle, au

sens de l'erreur quadratique moyenne (EQM). A titre d'exemple, nous proposons sur la Fig. 2.24 le résultat de l'approximation des parties réelle et imaginaire du premier coefficient du modèle, avec un filtre d'ordre 4. Nous observons que l'approximation est presque parfaite avec une EQM qui est alors de l'ordre de -60 dB.

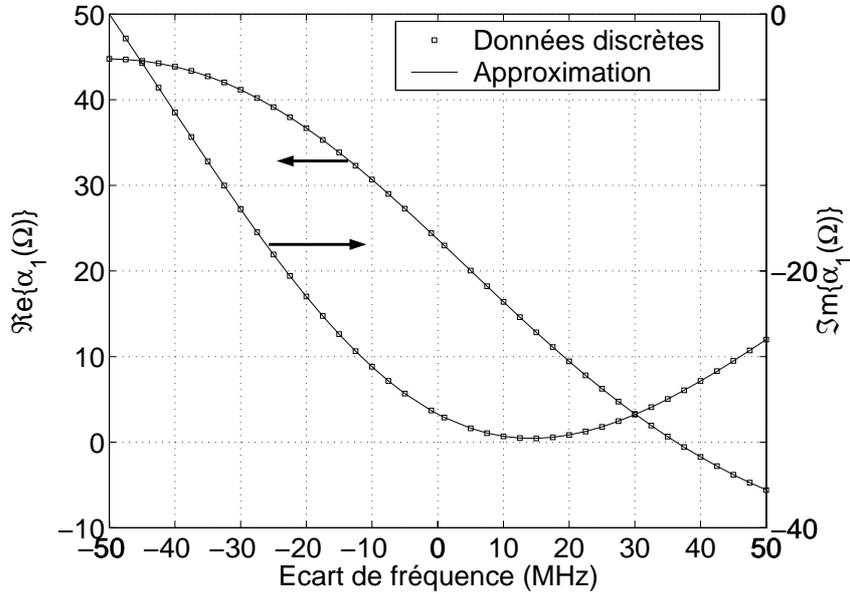


FIG. 2.24 – Résultat d'approximation du coefficient $\alpha_1(\Omega)$

Le résultat de l'approximation globale du noyau HF est donné sur la Fig. 2.25 pour un ordre maximum de filtre de 7 pour chacun des coefficients α_k . Cette figure nous montre une approximation de très bonne qualité sur l'ensemble de la dynamique de puissance ainsi que sur l'ensemble de la bande de fréquence malgré la très forte non linéarité du dispositif (8 dB de compression de gain).

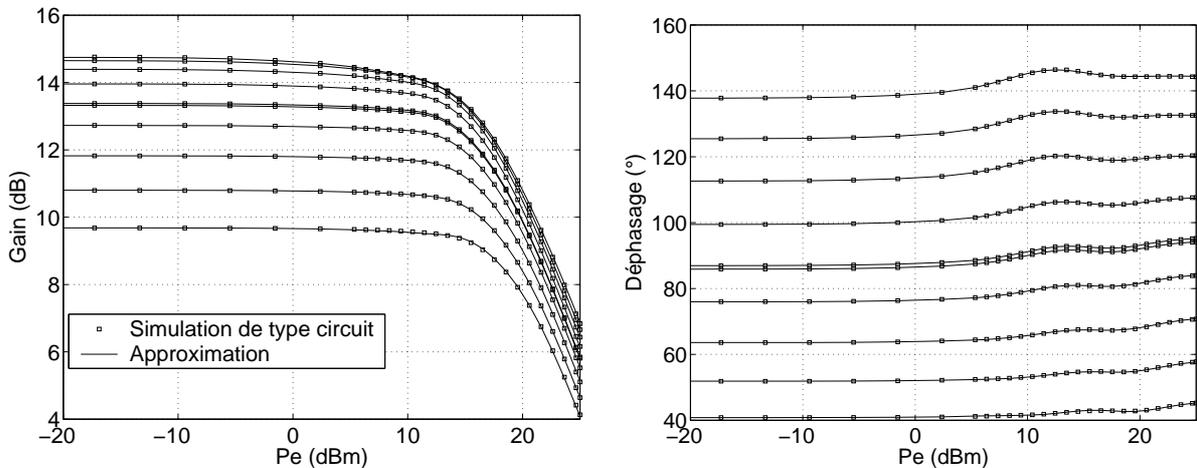


FIG. 2.25 – Résultat de l'approximation du noyau HF

b) Caractérisation trois tons

La seconde étape de l'identification de nos modèles impliquent d'exciter l'amplificateur avec un signal trois tons, composé d'un ton « grand signal » au centre de la bande et deux tons « petit signal » de part et d'autre. L'amplitude des tons « petit signal » doit être assez faible pour que le comportement de l'amplificateur soit linéaire face à ces derniers. Dans ce but, l'option de simulation « small-signal analysis » est activée à l'intérieur des paramètres de simulation de l'équilibrage harmonique. Ce type d'analyse, encore appelé « conversion matrix analysis » [19], est utile lorsque un système non linéaire est excité par un signal de « pompe » et que l'on recherche dans ces conditions la réponse petit signal du système associé. Cette technique est principalement utilisée pour la conception de mélangeurs et l'étude du bruit non linéaire. L'analyse s'effectue en deux étapes. Une première étape analyse la réponse du dispositif sous l'excitation seule du grand signal, puis la réponse petit signal équivalente est évaluée à partir de la dérivée de la réponse grand signal. Cette méthode est plus rapide et plus précise qu'une simulation multi-porteuse classique.

Nous présentons sur la Fig.2.26 les gains aux fréquences petit signal $\hat{G}^+(|\hat{X}_0|, \Omega)$ et $\hat{G}^-(|\hat{X}_0|, \Omega)$ en fonction de l'écart de fréquence pour trois puissances d'entrée de la pompe.

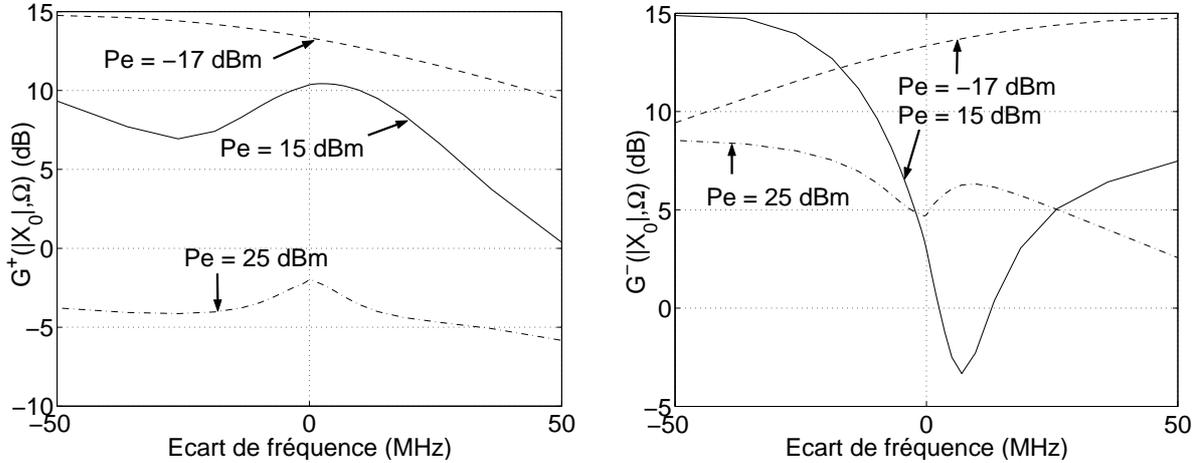


FIG. 2.26 – Modules des gains petit signal pompé \hat{G}^+ et \hat{G}^- pour différentes puissances de pompe

Lorsque la puissance de la pompe est faible, les gains pompés sont égaux aux gains petit signal aux fréquences respectives et par conséquent varient peu sur la bande passante. En revanche, lorsque la puissance de la pompe augmente, nous observons l'apparition de fortes ondulations sur ces gains qui sont le signe d'une stimulation de phénomènes dispersifs basse fréquence au sein de l'amplificateur.

L'étape suivante dans le processus d'extraction des modèles, consiste à déterminer les noyaux de la voie BF, par conséquent nous calculons analytiquement la réponse de la voie HF à une excitation trois tons (2.62) afin de déduire la réponse de la voie BF et par la suite identifier les noyaux BF. Nous présentons tout d'abord l'identification du modèle direct (FF) puis ensuite, celle du modèle bouclé (FB).

Extraction modèle direct (Feddforward)

Le résultat du calcul du signal de la sortie de la voie BF à partir de (2.39) est présenté sur la Fig. 2.27 où nous montrons l'allure du module des deux raies à la sortie de la voie BF, $\hat{Y}_{BF}^{\pm}(\Omega)$ et $\hat{Y}_{BF}^{\pm}(-\Omega)$, en fonction de l'écart de fréquence pour trois niveaux de puissance de pompe. Nous observons alors que la condition de symétrie indiquée en (2.45) n'est pas remplie et confirme donc le besoin de l'ajout d'une seconde variable d'état pour lever l'indétermination du système d'extraction.

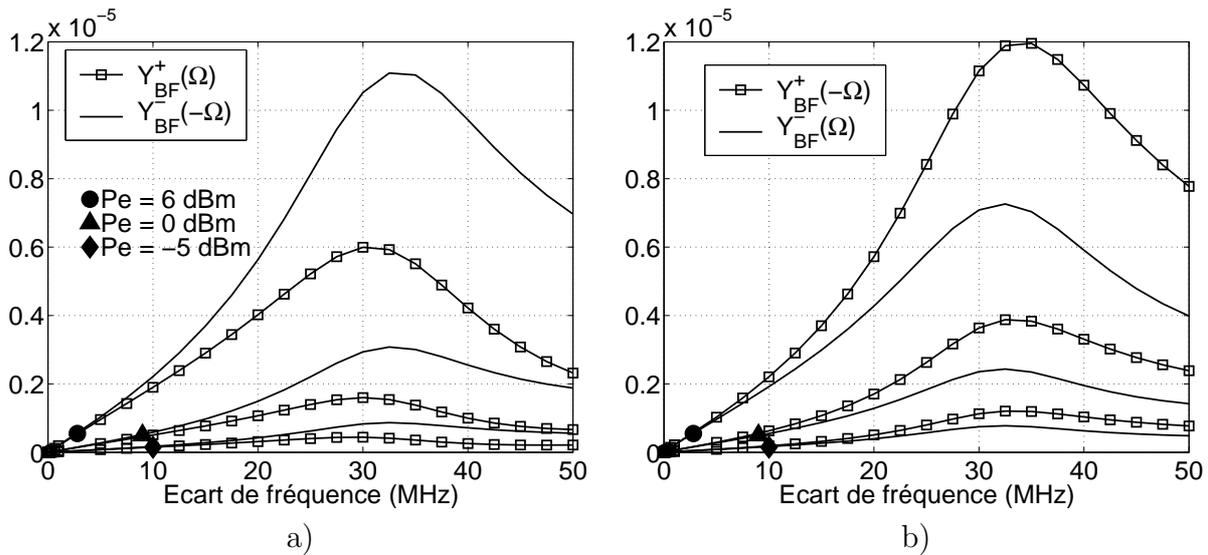


FIG. 2.27 – Modules des signaux \hat{Y}_{BF}^+ et \hat{Y}_{BF}^- en fonction de l'écart de fréquence pour 3 niveaux de puissance d'entrée

Une fois les composantes de sortie de la voie BF déduites, nous pouvons résoudre le système d'équations différentielles (2.66) pour déterminer les noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} . La Fig. 2.28 présente le module des noyaux en fonction de la puissance du signal d'entrée et de l'écart de fréquence. Les noyaux sont naturellement nuls pour un écart fréquentiel nul ($\Omega = 0$) et pour une amplitude de pompe nulle ($|\hat{X}_0|$). A mesure que l'amplitude du signal de pompe ou la fréquence de battement augmente, l'amplitude des noyaux BF augmente.

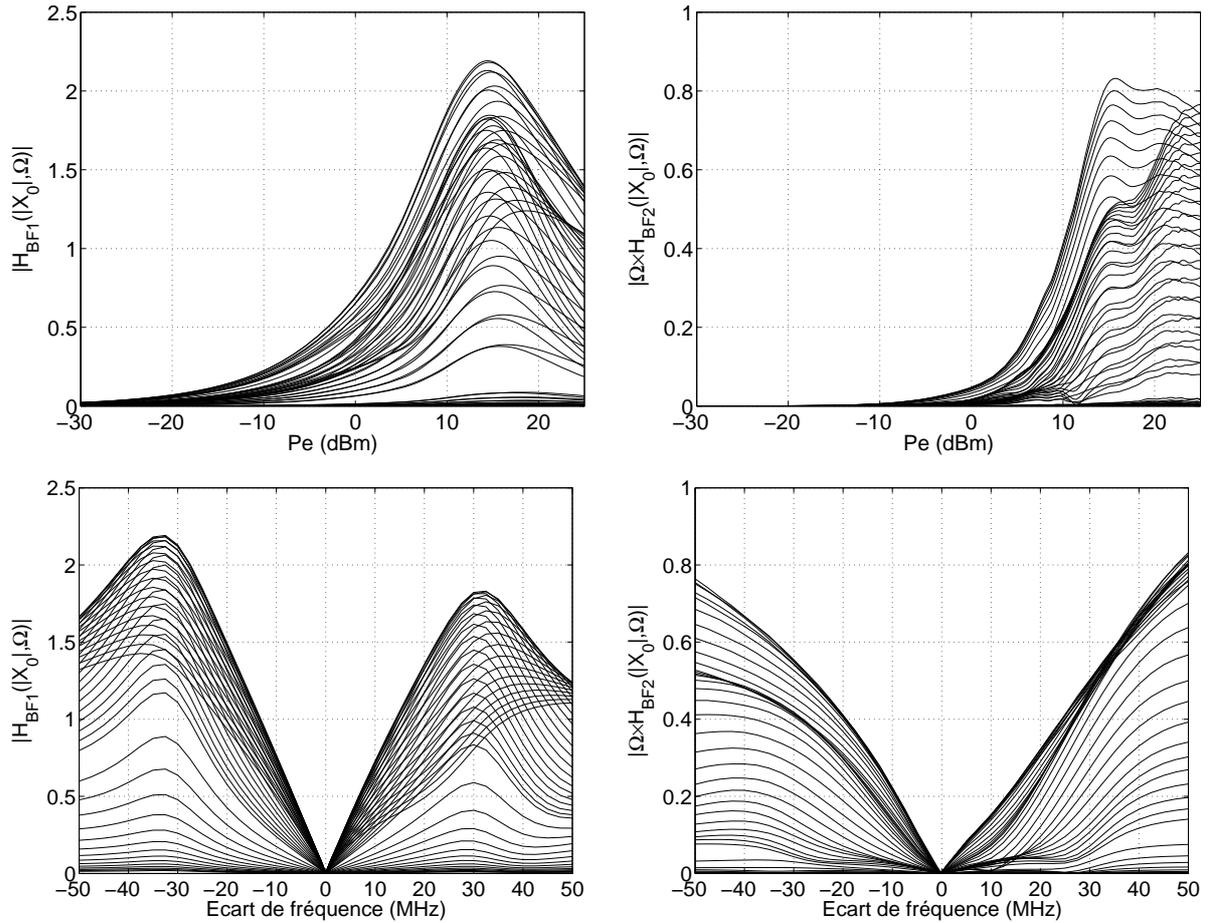


FIG. 2.28 – Modules des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} pour différentes puissances d'entrée et écarts de fréquence

Pour illustration, on peut aussi voir, sur la Fig. 2.29, l'évolution des parties réelles et imaginaires des noyaux en fonction de l'écart de fréquence et de la puissance du signal de pompe.

Extraction modèle bouclé (Feedback)

Le modèle bouclé ne diffère du modèle direct que par la voie BF. L'extraction de la voie BF du modèle FB se déroule de manière analogue, nous calculons la réponse de la voie HF à une excitation tri-porteuse puis par l'intermédiaire du système d'équation (2.78), nous calculons la réponse de la voie BF et la résolution du système d'équation différentielle (2.66) permet l'identification des deux noyaux de la voie BF. Ces derniers sont représentés en fonction de l'écart de fréquence sur la Fig. 2.30 pour les modules et la Fig. 2.31 pour les parties réelles et imaginaires.

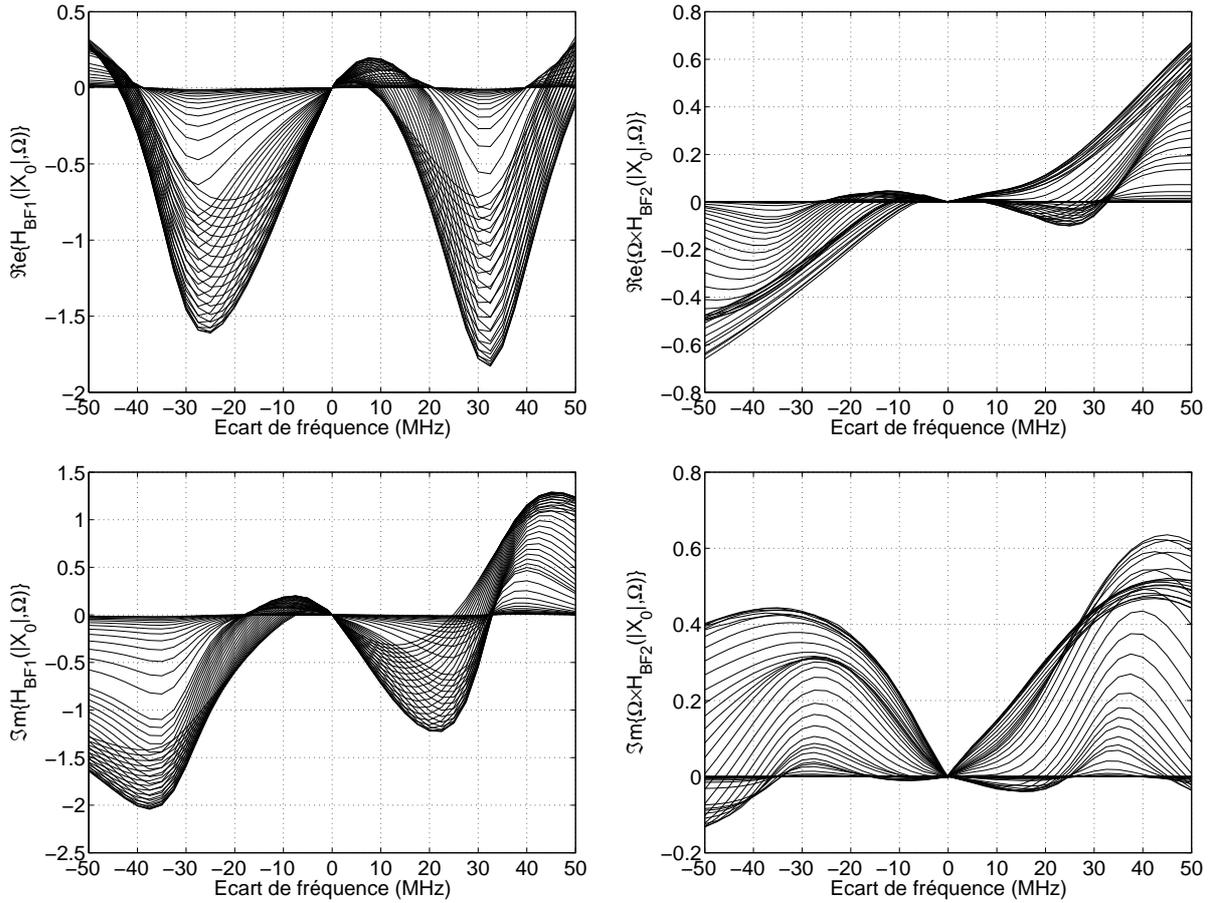


FIG. 2.29 – Parties réelles et imaginaires des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} en fonction de l'écart de fréquence

2.6.1.2 Comparaison entre modèles et simulations circuits

Après avoir extrait tous les noyaux, une approximation de chaque noyau est effectuée à partir de la méthode évoquée précédemment. Pour les noyaux BF, nous constatons que la décomposition en fonctions séparables (2.94) nécessite un maximum de 3 à 4 fonctions de base (K) et un nombre maximum de filtre $N = 10$ pour chaque branche.

Nous allons dans ce paragraphe évaluer les capacités des différents modèles à reproduire le comportement du dispositif pour des excitations simples de type CW et multi-porteuse ainsi que pour des signaux plus complexes comme les modulations QAM et OFDM.

a) Critères classiques de conception

L'un des premier comportement que le modèle doit correctement reproduire est celui lié à une excitation mono-porteuse. Une partie du modèle ayant été directement extraite

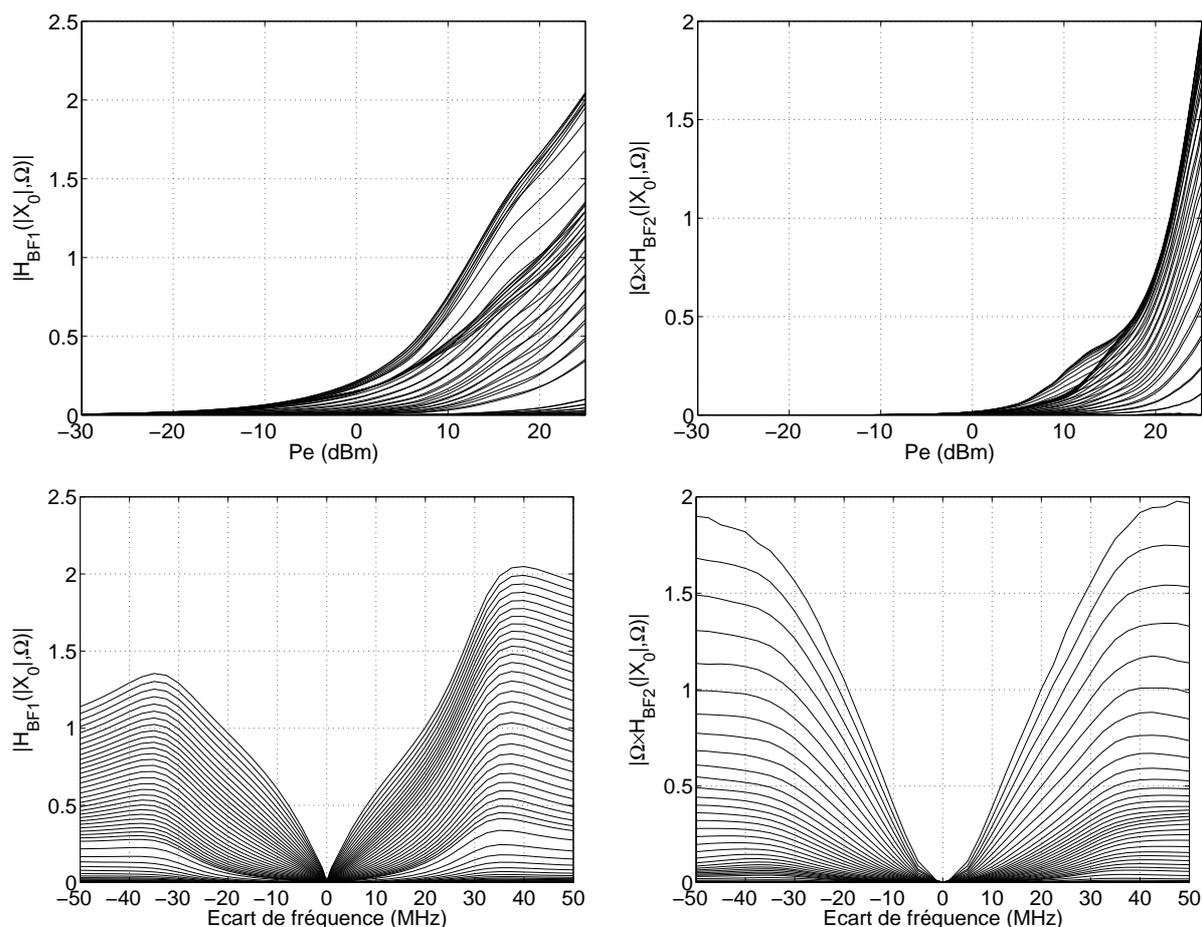


FIG. 2.30 – Modules des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} pour différentes puissances d'entrée et écarts de fréquence

à partir de ce type de données, le modèle reproduit bien ce comportement. La figure suivante, Fig. 2.32, présente la puissance de sortie en fonction de la fréquence dans le cas d'une excitation CW. Cette figure nous permet de comparer la réponse obtenue en simulation circuit avec la réponse du modèle FF. Nous ne présentons que la réponse d'un seul modèle étant donné que la réponse CW de tous les modèles modulés est identique puisqu'ils sont conçus autour du même noyau HF. Comme attendu, nous constatons une très bonne concordance du modèle avec le circuit de conception permettant d'assurer que la mémoire à court-terme a convenablement été intégrée dans notre modèle. De surcroît, ce test simple vérifie la bonne implémentation numérique de l'intégrale de convolution non linéaire.

Naturellement, ces modèles n'ont pas essentiellement été mis au point pour des signaux à enveloppe constante non générateur par définition de mémoire basse fréquence. Néanmoins, il est nécessaire de noter que de nombreux modèles extraits avec des signaux complexes éprouvent des difficultés à reproduire la réponse à un signal CW. Afin de

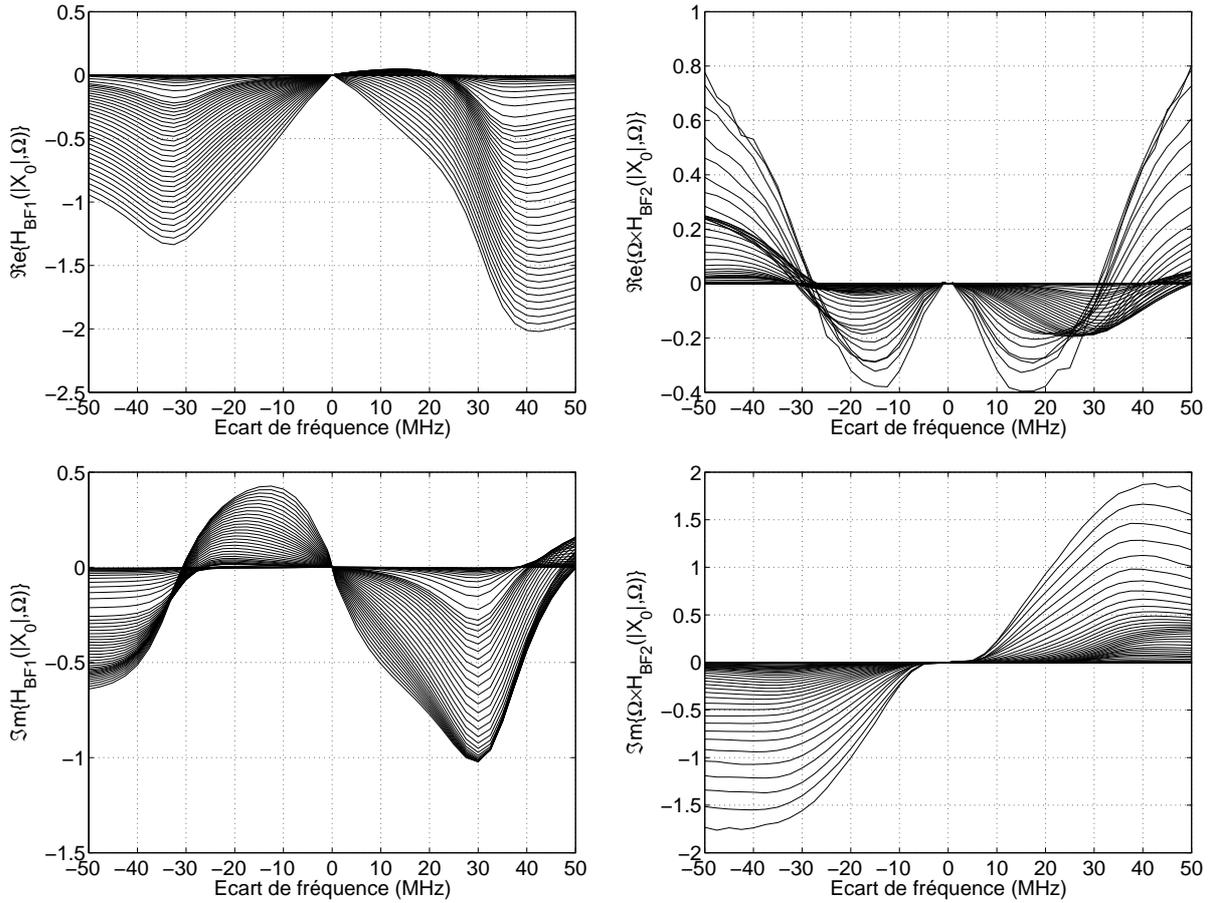


FIG. 2.31 – Parties réelles et imaginaires des noyaux \hat{H}_{BF1} et \hat{H}_{BF2} en fonction de l'écart de fréquence

constater l'apport des nouveaux modèles, nous examinons les résultats de C/I3 droit et gauche obtenus en fonction de l'écart de fréquence dans le cas d'un signal à deux porteuses de même amplitude. Les Fig. 2.33 et Fig.2.34 comparent la simulation circuit et les réponses des modèles de Volterra modulés. On y trouve l'ancien modèle modulé à deux noyaux ainsi que le nouveau modèle à trois noyaux (FF).

D'abord, nous commençons par noter une forte dissymétrie des produits d'intermodulation entre le côté gauche et le côté droit ainsi que des résonances importantes sur le côté droit. Ceci montre l'existence de phénomène de mémoire de type basse fréquence dans cet amplificateur. Nous notons également que le modèle trois noyaux reproduit précisément les variations de C/I3 en fonction de l'écart de fréquence que ce soit à faible ou à forte puissance.

L'apport de la nouvelle variable d'état dans le nouveau modèle est alors évident sur la Fig. 2.34. En effet, malgré la bonne estimation du modèle deux noyaux pour le C/I3

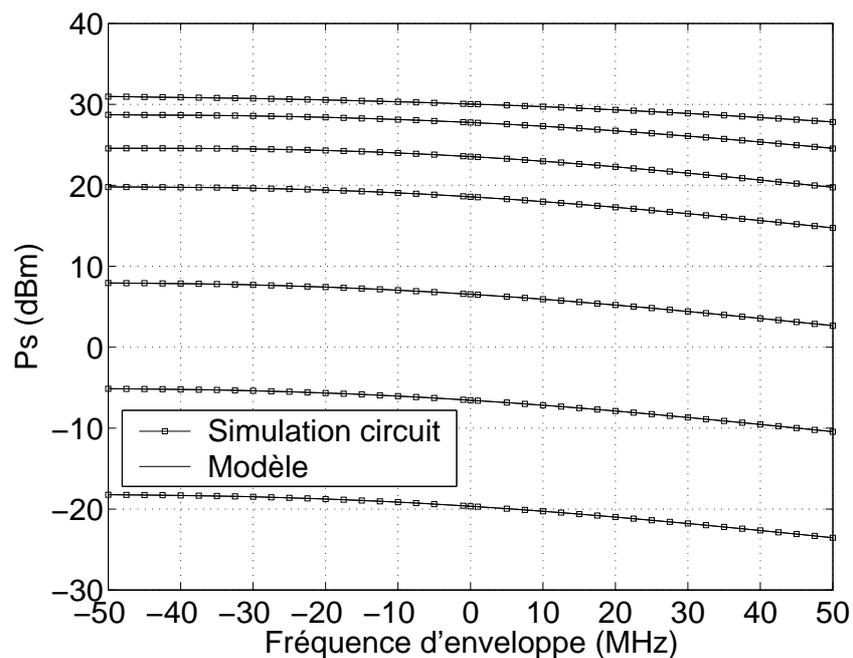
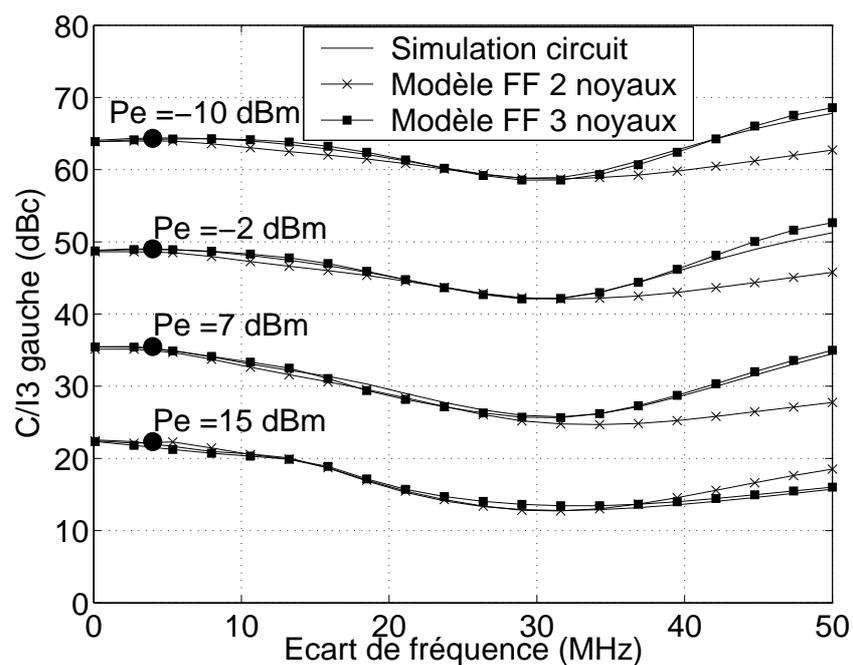
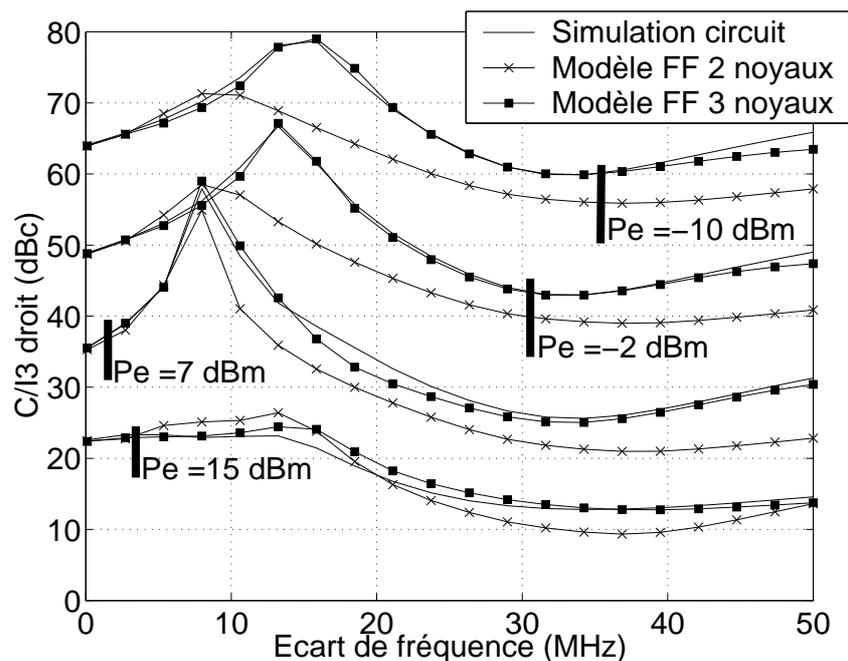


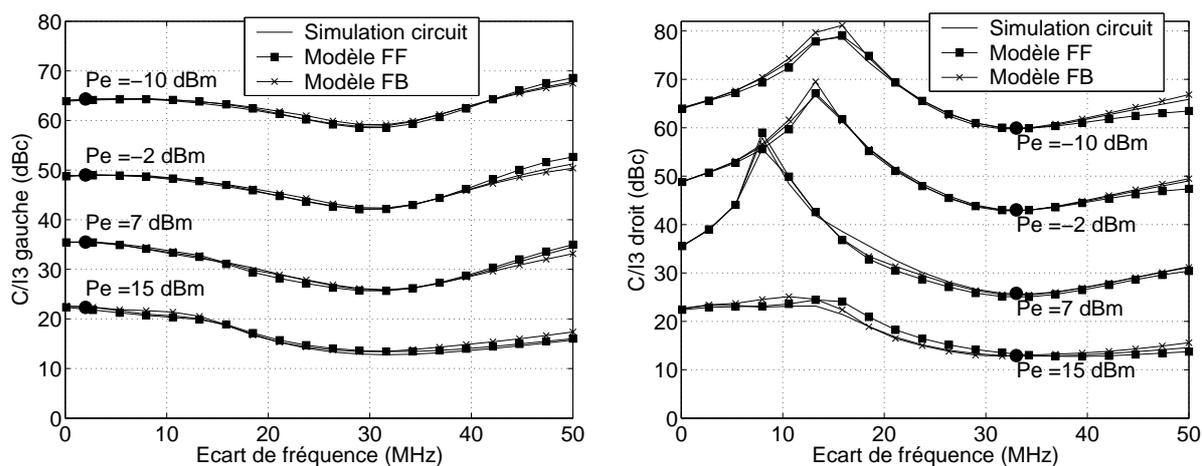
FIG. 2.32 – Puissance de sortie en fonction de la fréquence


 FIG. 2.33 – C/I_3 gauche en fonction de l'écart de fréquence

gauche, on remarque une erreur importante sur celui de droite. Ceci s'explique par la non prise en compte des dissymétries de la mémoire BF au moment de l'extraction du modèle. Dans la nouvelle topologie, ces informations sont bien prises en compte et ceci permet une reproduction cohérente des C/I_3 s droit et gauche.


 FIG. 2.34 – C/I_3 droit en fonction de l'écart de fréquence

La Fig. 2.35 propose une comparaison du C/I_3 gauche et droit entre les nouvelles structures FF et FB. Les réponses obtenues sont très similaires, cependant, le modèle FB, de part sa structure bouclée, est naturellement potentiellement instable. Le modèle étant non linéaire, l'étude de stabilité du modèle est naturellement très complexe. Bien que dans notre cas, nous n'ayons pas rencontré de problème de stabilité, nous préférons la structure de modèle directe qui semble être une approximation relativement précise tout en garantissant une stabilité inconditionnelle.


 FIG. 2.35 – C/I_3 gauche et droit en fonction de l'écart de fréquence

Dans les deux exemples précédents, nous avons considéré des comportements en régime

établi, il est cependant intéressant d'évaluer la réponse transitoire du modèle. Dans ce but, nous allons considérer un signal de type porteuse pulsée comme présenté sur la Fig. 2.10. Ce type de signal est très utile dans les dispositifs RADARs. La Fig. 2.36 présente une comparaison entre le modèle et la simulation par transitoire d'enveloppe. Les allures générales des réponses transitoires du modèle suivent celles obtenues en simulation circuit aussi bien à faible qu'à forte compression de gain. Le modèle fonctionne relativement bien sur les deux fronts du signal. Cependant, on note tout de même à forte puissance une exagération des phénomènes de rebond sur les fronts. Malgré cela, le temps de transition du régime transitoire au régime établi est correctement évalué par le modèle.

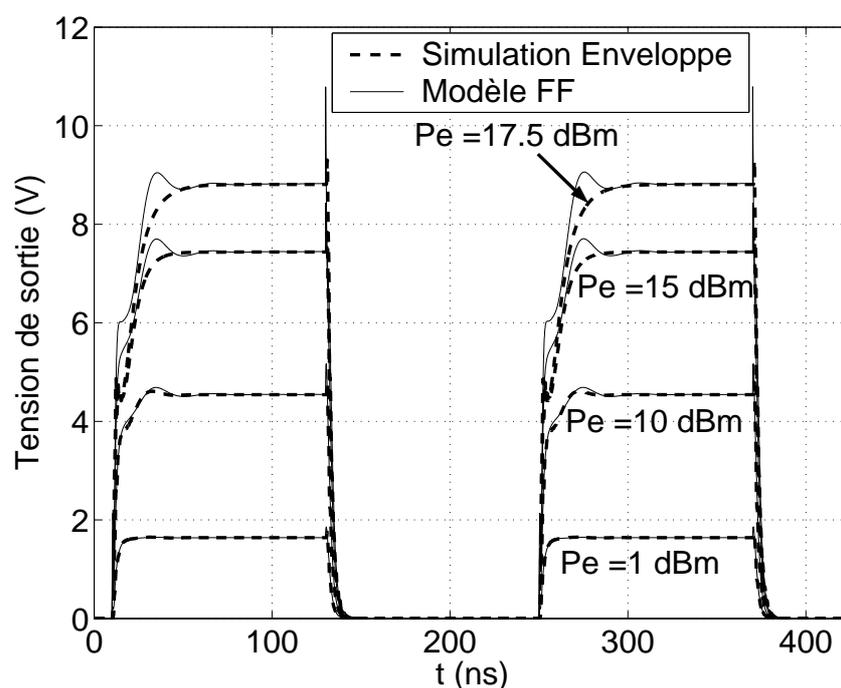


FIG. 2.36 – Comparaison entre le modèle FF et la simulation circuit en présence d'une porteuse pulsée idéale (temps de montée et de descente nuls)

b) Critères liés à des signaux modulés

L'analyse qui vient d'être menée avec des signaux simples n'est pas suffisante pour valider les modèles. En effet, cette analyse doit être complétée en expérimentant les modèles dans le cas d'applications plus réalistes utilisant des signaux de communication numériques plus élaborés proches de ceux traités par un amplificateur dans un système de communication.

Le premier signal expérimenté est un signal WCDMA de 3,84 MHz de bande provenant d'un générateur de la norme « 3GPP » sous ADS. A partir de ce signal,

nous avons tracé sur la Fig. 2.37 les critères d'ACPR droit et gauche en fonction de la puissance d'entrée moyenne, ce jusqu'à 3 dB de compression, dans le cas d'une simulation circuit. Nous comparons ces résultats aux prédictions calculées par le modèle original à deux noyaux, et les deux nouveaux modèles à trois noyaux (FF et FB). Ici aussi, nous observons des dissymétries entre les ACPR gauche et droit. Nous constatons les bonnes capacités pour la prédiction des remontées spectrales en apportant une amélioration allant jusqu'à 4 dB sur la prédiction de l'ACPR droit en comparaison avec le modèle original à deux noyaux.

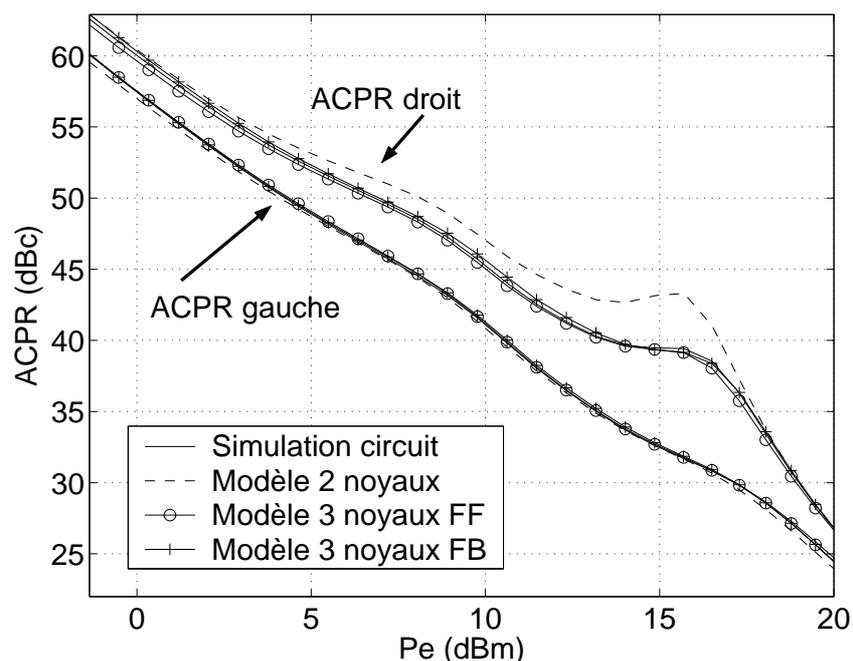


FIG. 2.37 – Comparaison ACPR pour un signal 3GPP

Un autre facteur de mérite important concerne la concordance des signaux d'enveloppes temporelles ; il est intéressant de comparer celles obtenues par la simulation circuit en transitoire d'enveloppe et celles calculées par les modèles. Cette comparaison s'effectue facilement en calculant l'erreur quadratique moyenne entre le signal prédit et celui simulé à partir du circuit. Le résultat de cette comparaison est illustré sur la Fig. 2.38, on note une EQM inférieure à 0,6% sur l'ensemble de la zone de puissance testée.

Le second signal avec lequel nous avons évalué le modèle est une modulation simple de type 16 QAM de débit égal à 10 Msymb/s avec un filtrage RRC (Root Raised Cosine) de facteur de Roll-off égal à 0,22. La Fig. 2.39 présente une comparaison d'ACPR et d'EQM entre le modèle polynomial à mémoire extrait à la fin du chapitre 1 et notre nouveau modèle à trois noyaux (FF). Pour ne pas surcharger la figure, le modèle FB n'est

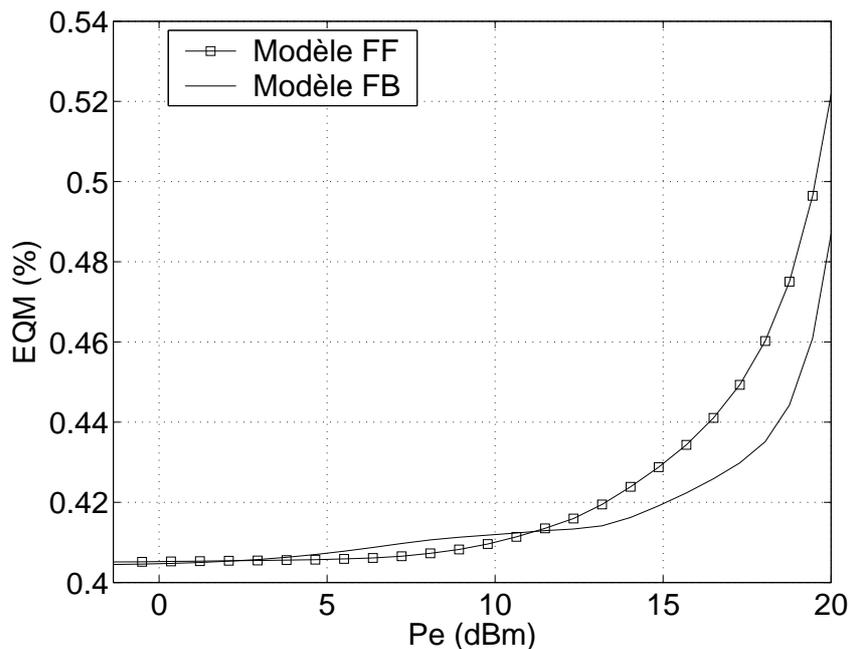


FIG. 2.38 – Comparaison ACPR pour un signal 3GPP

pas représenté. Contrairement au modèle à polynôme à mémoire, nous remarquons que le nouveau modèle permet la prise en compte des fortes dissymétries d'intermodulation et ce pour pour l'intégralité des puissances moyennes du signal, ce qui comme nous l'avions déjà observé n'est pas le cas du polynôme à mémoire.

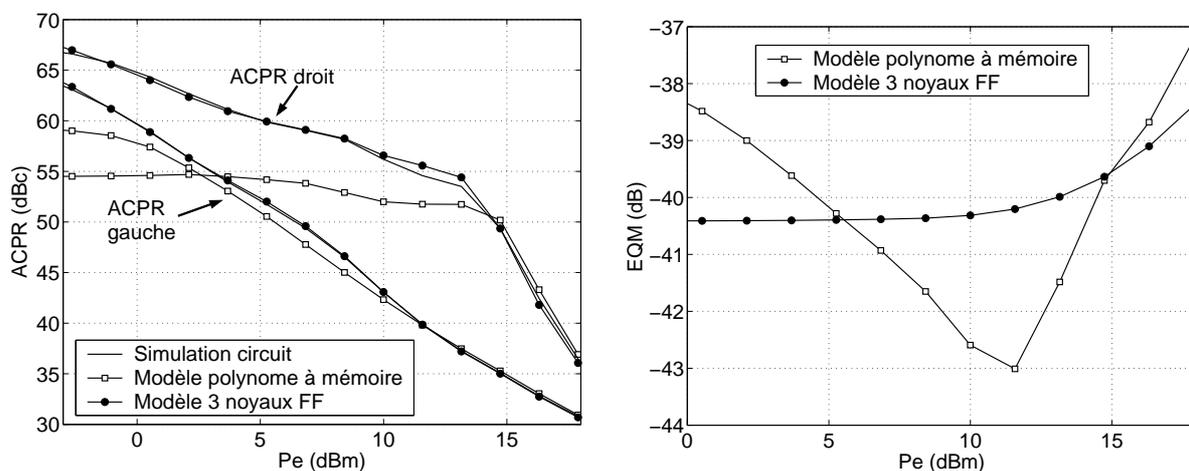


FIG. 2.39 – Comparaison ACPR et EQM pour un signal 16 QAM de débit 10 Msymb/s

La dernière expérience que nous conduisons repose sur un signal complexe habituellement utilisé pour l'analyse de la « cross-modulation » au niveau du récepteur. Le signal d'excitation est constitué d'un parasite fort signal CW, et de deux signaux modulés, l'un représentant le signal reçu tandis que le second provient de la fuite de l'émetteur vers le

récepteur, ceci est dû à une isolation non parfaite du duplexeur. Les caractéristiques du signal que nous proposons sont les suivantes :

- Un signal d'interférence CW d'une puissance de puissance -10 dBm se situant à 4 MHz de la fréquence centrale
- Un signal d'interférence modulé en 16 QAM d'une puissance moyenne de -10 dBm situé autour de la fréquence centrale provenant de la fuite du duplexeur
- Un signal utile reçu modulé en 16 QAM à -40 dBm du signal d'interférence et disposé à 10 MHz de celui ci.

La Fig. 2.40 expose les spectres du signal d'entrée et ceux de sortie pour la simulation circuit ainsi que ceux simulés avec le modèle trois noyaux FF. De plus, nous proposons l'erreur en dB réalisée par les deux prédictions. Nous observons de nouveau une bonne corrélation entre le spectre prédit par le nouveau modèle et celui simulé à partir du circuit, les spectres simulés et prédits sont pratiquement superposés.

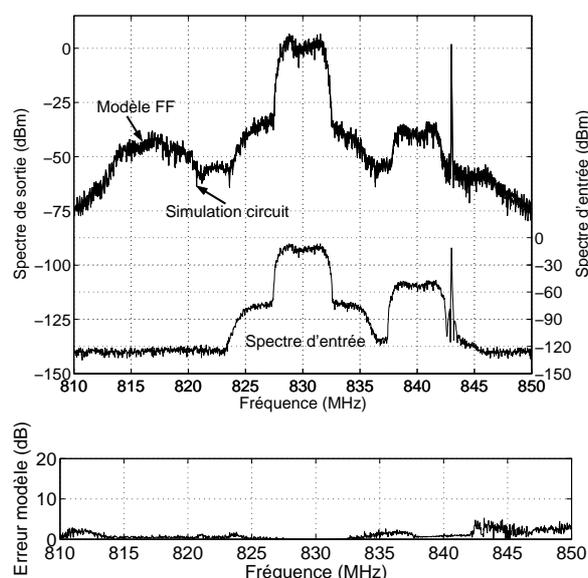


FIG. 2.40 – Comparaison des spectres de sortie pour l'étude de la cross-modulation

Nous avons démontré par l'intermédiaire de ces quelques exemples, l'efficacité et la versatilité de la nouvelle topologie de modélisation permettant une meilleure prise en compte des effets mémoire basse fréquence surtout lorsque celle-ci présente des dissymétries importantes. En effet, le plus grand intérêt de cette approche de modélisation comportementale réside dans le fait de pouvoir prédire précisément le comportement de l'amplificateur pour une gamme étendue de signaux à partir d'un modèle unique extrait sur des signaux élémentaires.

Afin de valider la technique de modélisation, nous allons dans le paragraphe suivant réaliser la caractérisation d'un amplificateur de topologie et de technologie différente.

2.6.2 L'amplificateur bande X [1]

Le second cas test dont nous disposons est un amplificateur 10 W de classe AB peu profonde composé de 2 étages avec des barrettes de 4 et 8 transistors HBT. Il fonctionne en bande X et possède un circuit RC thermique équivalent [73] générateur d'effets mémoire basse fréquence. La topologie de l'amplificateur est donnée sur la Fig. 2.41.

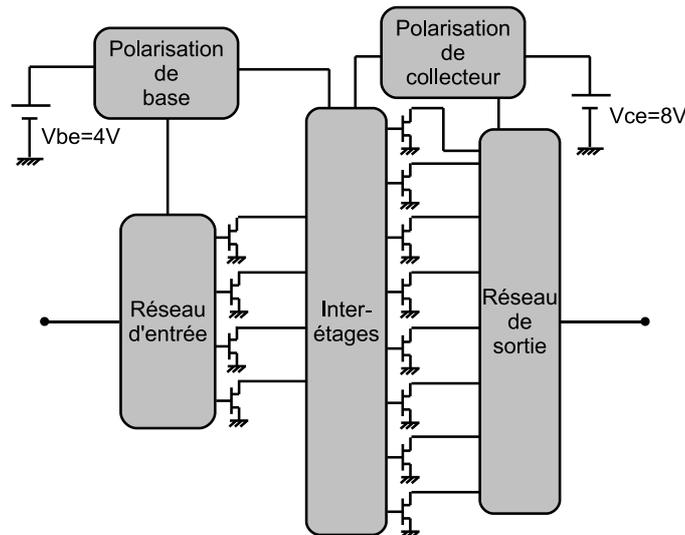


FIG. 2.41 – Topologie de l'amplificateur HBT simulé

Les caractéristiques statiques de l'amplificateur sont données sur la Fig. 2.42 en fonction de l'IBO à 1 dB de compression se situant à une puissance d'entrée d'environ 19 dBm. Nous remarquons cependant au dessus de 4 dB d'IBO des ondulations des caractéristiques qui sont dues à des erreurs de simulation d'équilibrage harmonique car les blocs de paramètres S définissant les inter-étages ne sont pas définis pour les harmoniques au delà de 30 GHz. Cela nous impose un faible nombre d'harmoniques durant la simulation en équilibrage harmonique entraînant des erreurs à forte compression de gain.

2.6.2.1 Identification du modèle

a) Caractérisation CW

Nous avons effectué la caractérisation du modèle FF sur une bande de 1 GHz autour de la fréquence centrale $f_0 = 10$ GHz. Nous présentons sur la Fig. 2.43 les résultats obtenus en CW sur cette bande. Nous avons extrait le modèle jusqu'à 5 dB de compression, la variation du gain linéaire dans la bande est de près de 1 dB. Les différentes courbes de gain en fonction de la puissance d'entrée sont représentées sur la Fig. 2.43.

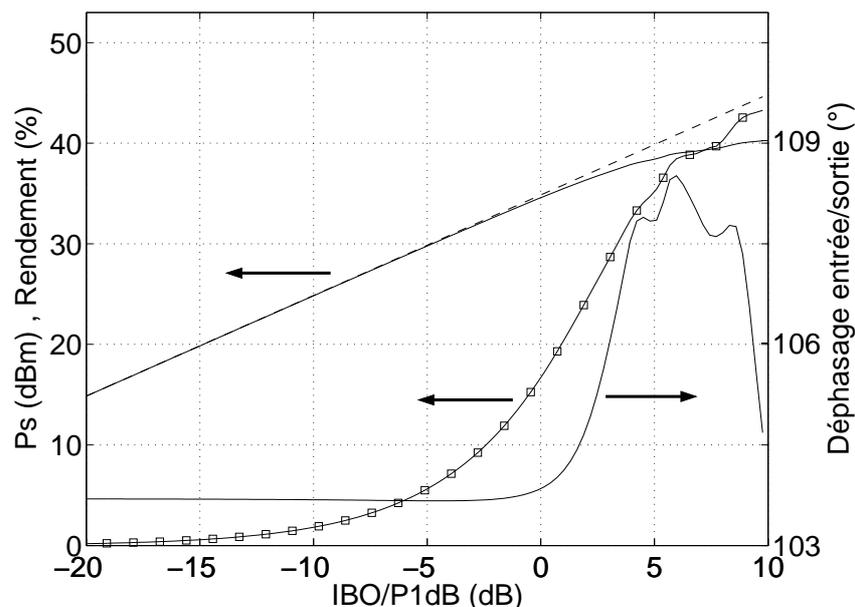


FIG. 2.42 – Caractéristiques statiques de l'amplificateur Idéfix

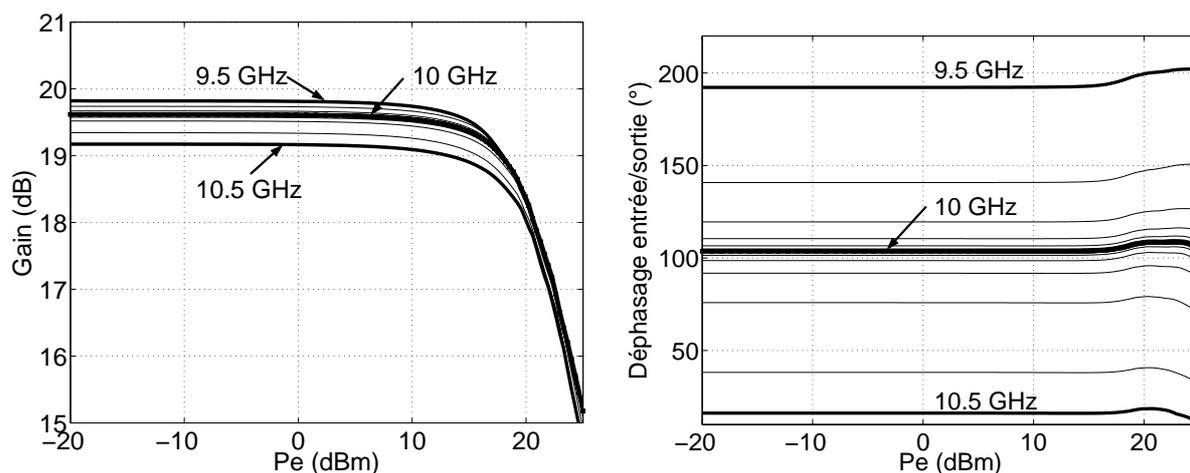


FIG. 2.43 – Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur Idéfix

b) Caractérisation tri-porteuse

De la même manière que précédemment, nous conduisons une analyse trois tons sur l'ensemble de la bande que nous souhaitons modéliser, pour illustration, la Fig. 2.44 propose les gains pompés petit signal \hat{G}^+ et \hat{G}^- en fonction de l'écart de fréquence pour trois puissances allant de la zone linéaire à une forte saturation.

Nous constatons l'apparition de résonance sur les gains d'intermodulation avec l'augmentation de la puissance d'entrée, ceci à basse fréquence mettant en exergue les phénomènes de mémoire longue contenus dans l'amplificateur, principalement dus ici aux effets thermiques modélisés dans cette conception.

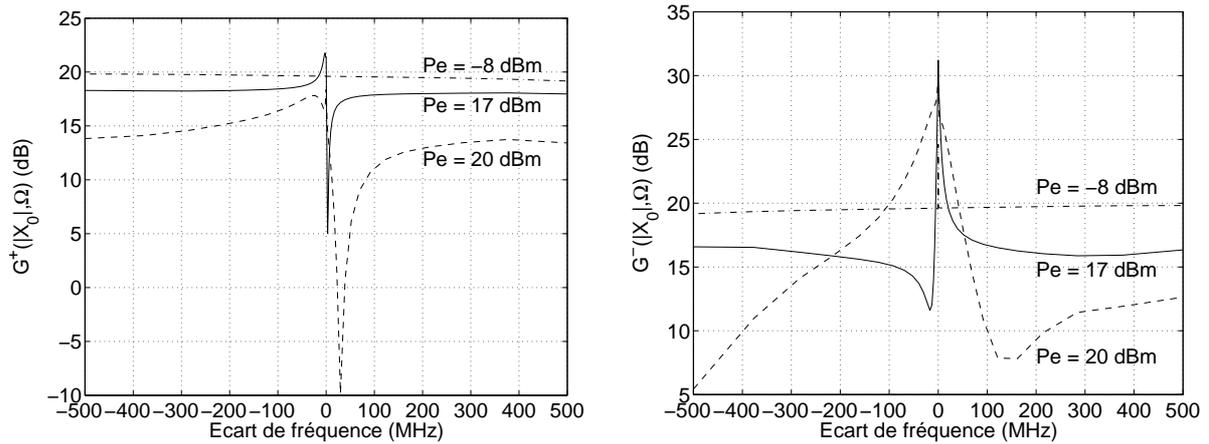


FIG. 2.44 – Modules des gains pompés \hat{G}^+ et \hat{G}^- pour différentes puissances d'entrée

A partir de ces données, nous avons extrait les trois noyaux puis les coefficients du modèle FF afin de simuler la réponse de celui-ci à diverses excitations. Malheureusement, de part la structure complexe de l'amplificateur et notamment la modélisation des blocs passifs par paramètres S, seule la simulation de type équilibrage harmonique permet une convergence des simulations. Nous allons donc proposer uniquement des résultats de simulation en excitation mono et bi-porteuse, les simulations circuits avec des modulations complexes n'ayant pu aboutir à converger sur ADS.

2.6.2.2 Comparaison modèles et simulation circuit

La modélisation des effets mémoire haute fréquence n'est pas d'une grande difficulté avec cette amplificateur qui ne présente qu'une faible ondulation de gain dans la bande de fréquence. Nous présentons sur la Fig. 2.45 une comparaison des puissances de sortie provenant de la simulation circuit et de la réponse de notre nouveau modèle. On observe toujours une très bonne qualité de reproduction attestant principalement de la bonne approximation du noyau HF.

Enfin, le test deux porteuses de même amplitude sur une bande de 300 MHz est reporté sur les Fig. 2.46 et Fig. 2.47 représentant respectivement les C/I3 gauche et droit en fonction de l'écart de fréquence.

Les courbes sont très bien reproduites sur une large bande de fréquence, les effets mémoire basse fréquence et spécialement ceux dues à la thermique sont également efficacement reproduits. Malheureusement, un test plus avancé utilisant des signaux modulés n'a pu être réalisé du fait de la non convergence du transitoire d'enveloppe sur le cas test.

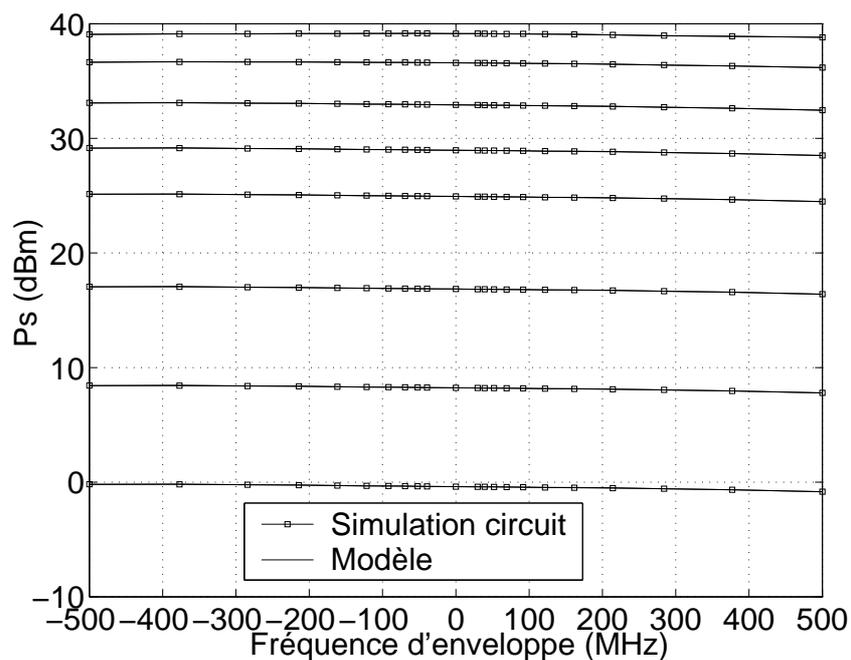


FIG. 2.45 – Puissance de sortie en fonction de la fréquence

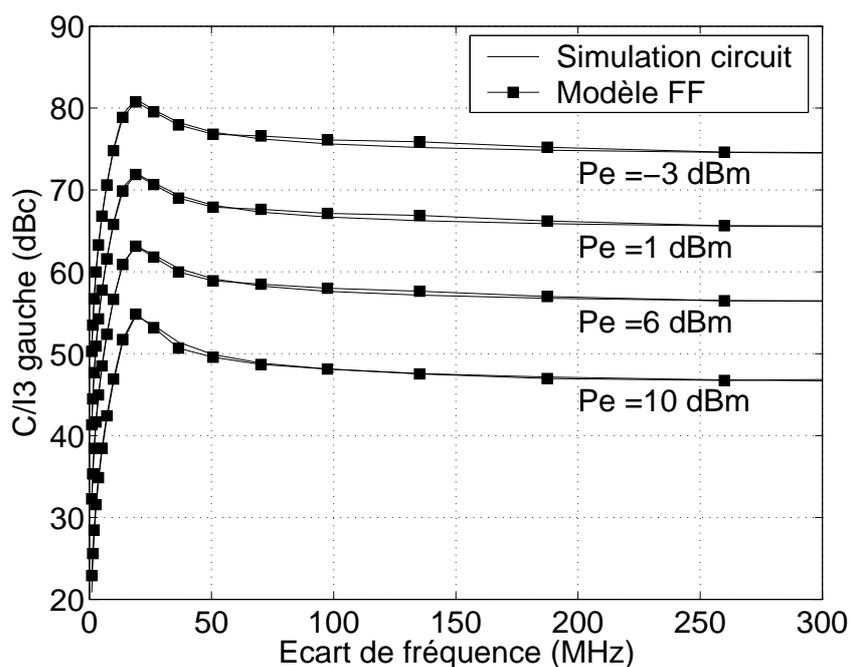
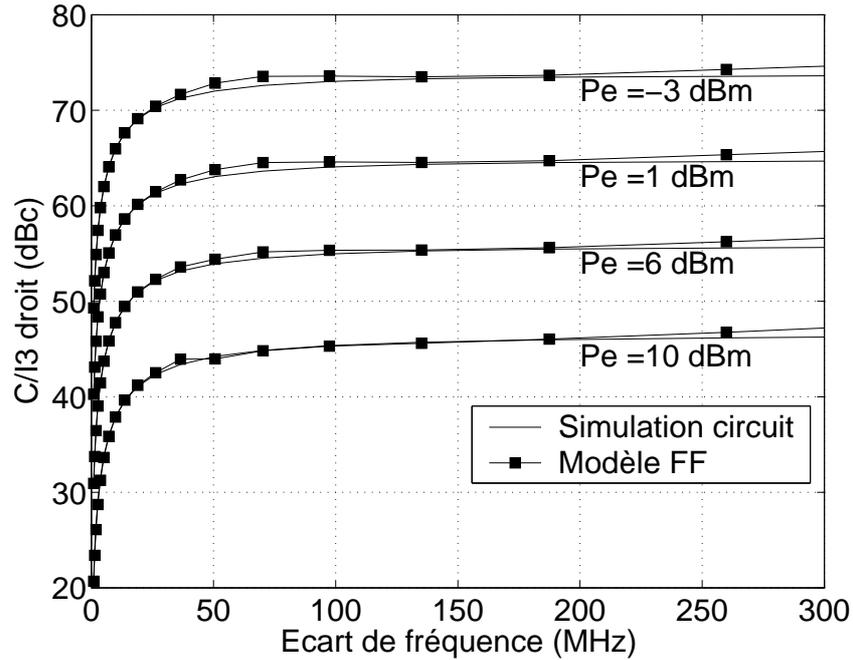


FIG. 2.46 – C/I_3 gauche en fonction de l'écart de fréquence

Cependant, l'excellente reproduction des courbes de C/I sur une large bande de fréquence, y compris sur les points de résonance de mémoire BF, laisse à penser que les performances du modèle seraient tout aussi bonnes pour des signaux modulés.

FIG. 2.47 – C/I_3 droit en fonction de l'écart de fréquence

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par rappeler succinctement les modèles de base qui avaient préalablement été développés ainsi que leurs principes d'identification pour expliciter les contraintes liées à leurs utilisation. Sur les bases du modèle modulé à deux voies, couplant les phénomènes de mémoire haute et basse fréquence, nous avons développé deux nouveaux modèles basés sur la réponse impulsionnelle non linéaire en utilisant une nouvelle variable d'état assurant une identification plus précise de la voie basse fréquence permettant notamment la prise en compte de fortes dissymétries. La méthode d'extraction menant à l'identification des noyaux a été explicitée. L'extraction de la mémoire basse fréquence à partir d'un signal trois tons a été également introduite. De par la nature de ce signal, entraînant un signal de sortie composé du même nombre de raies que celui en entrée, nous pouvons imaginer une structure de banc de mesure fréquentiel permettant d'extraire un modèle à partir d'un dispositif physique, ce qui était beaucoup plus ardu avec une excitation bi-porteuse. En effet, dans ce cas, la mesure de gain en phase à des fréquences différentes reste très difficile.

Une nouvelle méthode d'approximation des noyaux s'articulant autour d'une décomposition orthogonale et de l'algorithme « Vector fitting » a été mise au point se traduisant par une structure optimale du modèle réduisant considérablement le nombre de coefficients tout en assurant une précision maximale.

Enfin, nous avons pu constater à la fin de ce chapitre les améliorations apportées par la nouvelle structure de la voie basse fréquence à travers deux exemples d'amplificateur. L'extraction des modèles, se faisant essentiellement à partir de simulation de type équilibrage harmonique est simple et rapide à mettre en oeuvre dans les logiciels de simulation RF commerciaux.

Ce chapitre a répondu avec succès à la problématique posée en fin de premier chapitre, à savoir développer des modèles versatiles capables de répondre avec précision à des signaux de puissance et de statistique temporelle variée.

Le nouveau modèle ayant montré une très bonne capacité à reproduire précisément les effets dispersifs non linéaires contenus dans l'amplificateur, nous pouvons croire en sa capacité à pouvoir être utilisé comme élément de base pour l'identification d'un linéariseur efficace de l'amplificateur, pouvant compenser les effets non linéaires pour une gamme variée de signaux de communication. Cette approche fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3 :

**Synthèse de prédistorteur numérique
en bande de base par modèle de
Volterra modulé**

Introduction

Le chapitre 2 s'est conclu par la mise au point de nouveaux modèles comportementaux, basés sur le principe de la série de Volterra modifiée, dont le but est de simplifier et d'améliorer la prise en compte des effets dispersifs de mémoire dans les systèmes d'amplification. Les expérimentations menées sur les amplificateurs de puissance ont révélé les bonnes qualités de versatilité de ces modèles.

Nous avons montré qu'il est possible d'établir un modèle d'amplificateur sur la base de stimuli d'identification simples et que le modèle résultant reproduit le comportement de l'amplificateur pour pratiquement toute la gamme des signaux de communication aussi complexes soient-ils. Ceci est un résultat remarquable qui porte la modélisation comportementale d'amplificateurs au niveau de ce que l'on fait depuis toujours dans la modélisation des composants bas niveau, notamment dans la modélisation des transistors et des diodes.

La simplicité des stimuli d'identification et les bons résultats obtenus dans la prédiction de la caractéristique directe (entrée \mapsto sortie) de l'amplificateur nous laisse penser que les mêmes principes pourraient être appliqués avec succès pour la caractéristique inverse (sortie \mapsto entrée), ce qui pourrait servir de base à la synthèse de prédistorteurs numériques universels.

En effet, à ce jour, les prédistorteurs numériques sont généralement élaborés sur la base d'une classe de signaux d'excitation particulier et leurs performances se trouvent amoindries dès que l'on change de signal ou de classe de signaux. Un prédistorteur universel serait un atout important dans la conception des nouveaux systèmes de communication à standards multiples.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons revenir sur l'antagonisme entre rendement et linéarité d'un système d'émission. Nous introduirons alors les principales techniques mises à la disposition du concepteur de systèmes de radio-communications pour optimiser ce compromis délicat. Suite à ce bref descriptif, nous nous attacherons à décrire plus particulièrement les principes de la mise en oeuvre de la linéarisation des amplificateurs de puissance par la technique de prédistorsion numérique en bande de base.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons mener des expériences de modélisation de la caractéristique inverse d'un amplificateur à l'aide des principes de modélisation présentés dans le chapitre précédent. Afin d'évaluer les potentialités de cette approche, de même que pour la modélisation de la caractéristique directe de l'amplificateur de puissance, nous débuterons par un modèle sans mémoire, puis nous généraliserons cette méthode en

passant au modèle avec effets de mémoire haute fréquence puis basse fréquence.

Les études menées dans ce chapitre seront uniquement réalisées sur la base de simulations. L'élaboration de ces principes sur banc de mesures physiques fait l'objet du dernier chapitre.

3.1 Problématique de l'amplification des signaux à enveloppe non constante

3.1.1 Antagonisme linéarité - rendement de l'amplificateur

L'impact de l'amplificateur de puissance sur les performances des équipements radio-fréquences est double. Premièrement, l'amplificateur est le plus gros consommateur d'énergie du dispositif, le rendement électrique de celui-ci est directement conditionné par le rendement de l'amplificateur. Pour les applications mobiles, un haut rendement signifie une grande autonomie de la batterie. Pour les stations de base, une meilleure efficacité énergétique mène à une réduction du problème de la gestion de l'évacuation de la chaleur et par la même occasion de l'encombrement de la structure. L'amplificateur a un second impact sur les caractéristiques de la chaîne d'émission, il détermine en grande partie la linéarité de celle-ci et par conséquent son efficacité spectrale.

Lorsque l'amplificateur est utilisé dans sa zone de fonctionnement linéaire le rendement électrique de l'amplificateur est très faible. Il serait donc plus judicieux de faire fonctionner l'amplificateur dans la région proche de son rendement maximum. Dans ce cas, l'amplificateur fonctionne proche du point de compression et introduit des distorsions en amplitude et en phase détériorant l'intégrité du signal transmis. Nous comprenons donc que l'utilisation d'un amplificateur de puissance se heurte à un antagonisme entre optimisation du rendement électrique et respect d'une linéarité acceptable pour le schéma de modulation.

L'essor et la diversité des systèmes de télécommunication modernes (WLAN, DVB, 3G,...) ont fait apparaître des schémas de modulation complexes (OFDM, WCDMA,...) permettant de répondre aux fortes contraintes d'efficacité spectrale, d'une part, et de robustesse des transmissions vis à vis des perturbations inhérentes au canal de propagation, d'autre part. Ces modulations associées à des techniques de codages sophistiquées requièrent un niveau de linéarité élevé des dispositifs d'émission et donc a fortiori de l'amplificateur de puissance. Ces modulations possèdent généralement un

PAR élevé, sollicitant l'amplificateur de puissance sur une large gamme de puissances. Cet aspect est donc au centre du compromis rendement/linéarité. Afin de répondre aux normes de communication drastiques en terme de linéarité, on évitera d'utiliser l'amplificateur dans sa zone de fonctionnement non linéaire conduisant à un rendement moyen très faible du dispositif. Cette alternative se nomme « Back-off » en puissance.

Une seconde alternative propose de faire fonctionner l'amplificateur proche de sa zone de saturation afin de profiter de son rendement proche du maximum et de lui associer un dispositif de linéarisation. Bien qu'il existe de nombreuses techniques de linéarisation, aucune d'elles ne peut être considérée comme universelle. On distingue généralement deux catégories de méthodes :

- Techniques d'attaque de l'amplificateur de puissance avec une enveloppe constante
- Techniques de réduction des non linéarités de l'amplificateur de puissance

3.1.2 Techniques de linéarisation

3.1.2.1 Techniques d'attaque de l'amplificateur de puissance avec une enveloppe constante

Les techniques Chirex [74] devenue LINC (Linear amplification with Nonlinear Component)[75, 76, 77, 78], CALLUM (Combined Analog Locked Loop Universal Modulator) [79] et EER (Envelope Elimination and Restoration) [80, 81, 82], permettent d'éviter les interférences entre fréquences en attaquant l'amplificateur avec un signal d'enveloppe constante, obtenu par la décomposition du signal d'enveloppe non constant. Leurs principes de fonctionnement sont assez anciens, ils ont généralement été mis au point afin d'obtenir un haut rendement de la structure amplificatrice sans objectif réel pour la linéarité. Ces techniques dissocient le signal en deux parties, la modulation d'amplitude et la porteuse, pour permettre l'attaque de l'amplificateur avec un signal à amplitude constante de fort niveau et donc de bénéficier du rendement maximum de l'amplificateur qui est généralement d'une classe à haut rendement. La modulation d'amplitude est ensuite judicieusement recombinaison à la porteuse afin d'obtenir une linéarité de la structure également élevée.

Chacune de ces méthodes a ses propres limitations, on peut citer par exemple pour LINC que la linéarité de la structure est très sensible aux déséquilibres de gains entre les deux voies et que la re-combinaison en sortie sans pertes reste une difficulté ; pour CALLUM, s'agissant d'un système bouclé, la stabilité peut poser des problèmes conduisant à n'utiliser cette structure que pour des applications faibles bandes. Enfin l'EER, permet d'obtenir de très hauts rendements en restaurant l'information d'amplitude à

travers le courant d'alimentation de l'amplificateur. Pour fournir l'alimentation variable à l'amplificateur, il est donc nécessaire d'utiliser des dispositifs à très haut rendement (modulateur de type PWM suivi d'un amplificateur commuté à haut rendement dont le signal de sortie est filtré par une filtre passe bas) afin de ne pas diminuer le rendement global de la structure. De tels circuits, ayant une capacité de traiter des largeurs de bande importante, sont assez difficiles à mettre en oeuvre. Ceci limite donc, pour le moment, ces approches à des systèmes à bande étroite.

3.1.2.2 Techniques de réduction des non linéarités de l'amplificateur de puissance

La seconde catégorie regroupe les techniques qui tentent de corriger la caractéristique non linéaire de l'amplificateur. Les principales techniques sont ,la technique feedback [83, 84, 85, 86], la technique feedforward [87, 88, 89, 28] et la technique de prédistorsion.

La technique feedback, qui comme son nom l'indique base son principe sur la boucle de rétroaction se limite principalement aux systèmes faible bande car la stabilité du système est difficile à garantir sur de larges bandes.

La technique feedforward en revanche est adéquate pour la linéarisation des systèmes opérant sur de plus grandes largeurs de bande (10-100 MHz). Cette technique permet une atténuation des remontées spectrales de 20 à 40 dB. Par contre, étant basé sur une décomposition et une recombinaison du signal, le déséquilibre lors de la recombinaison du signal entraîne une perte des performances de linéarisation [88].

La technique de la prédistorsion est-elle relativement simple, elle consiste à introduire en amont de l'amplificateur un élément appelé prédistorteur (PD) dont la fonction est de contre balancer la caractéristique non linéaire de l'amplificateur de telle sorte que la cascade prédistorteur-amplificateur soit linéaire. Le prédistorteur permet ainsi de compenser la perte de gain liée à la compression de l'amplificateur. Le principe général de la prédistorsion est illustré sur la Fig. 3.1.

D'une manière plus quantitative, en considérant un amplificateur sans mémoire et, $z(t)$ le signal à amplifier, $G \times f_{PA}()$ la fonction de l'amplificateur et $f_{PD}()$ la fonction de prédistorsion, on peut écrire le signal linéarisé de sortie $y(t)$ comme ci-dessous :

$$y(t) = G \times f_{PA}(f_{PD}(z(t))) = G \times f_{PA} \circ f_{PD}(z(t)) = G \cdot z(t) \quad (3.1)$$

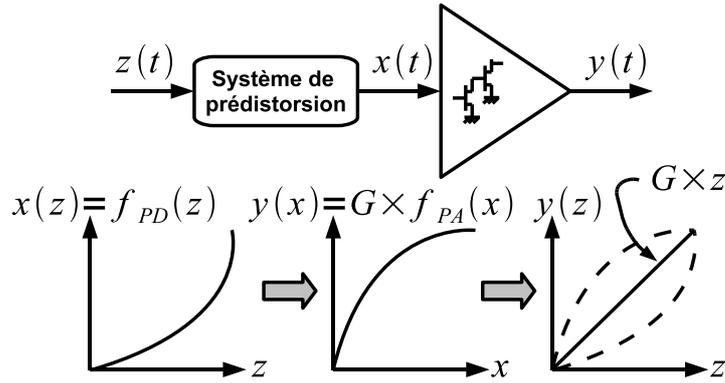


FIG. 3.1 – Principe de la prédistorsion

où G représente le gain linéaire de la chaîne, et d'où il ressort la relation ci-dessous :

$$z(t) = f_{PA} \circ f_{PD}(z(t)) \text{ soit } f_{PD} = f_{PA}^{-1} \quad (3.2)$$

Ainsi, afin de rendre la chaîne linéaire, le prédistorteur doit donc représenter la caractéristique inverse (ou réciproque) de l'amplificateur.

Plusieurs alternatives ont été proposées pour la réalisation de prédistorteurs [90, 91, 92, 93]. Ces dispositifs peuvent être analogiques ou numériques. Ils peuvent également être implémentés en bande de base, en fréquence intermédiaire FI ou en fréquence RF. La prédistorsion en bande de base ou à une FI présente l'avantage de disposer d'un système indépendant de la fréquence RF utilisée. De plus, la majorité de ces systèmes sont auto-adaptatifs afin de prendre en compte les fluctuations des caractéristiques du composant à travers du temps (vieillessement du composant, variation de température, variation du point de polarisation,...), ce qui leur confère une certaine flexibilité.

La prédistorsion RF agit directement sur le signal hyperfréquence. Pour pouvoir fonctionner en haute fréquence, le prédistorteur est basé sur des composants analogiques non linéaires permettant de générer l'expansion de gain, généralement une diode ou un transistor [92]. Cette technique présente généralement des performances de linéarisation assez faible (compensation de distorsion d'ordre 3). En revanche, le coût et la consommation du système sont souvent peu élevés, ce qui en fait un bon candidat pour les systèmes satellitaires. Une très bonne étude de ces structures peut être trouvée dans les travaux de thèse de J. Tapfuh Mouafo [94]. On peut aussi noter des implémentations combinant de la prédistorsion analogique avec le numérique [95].

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la linéarisation par prédistorsion en bande de base, que nous allons traiter plus en détails dans les paragraphes suivants.

3.2 Prédistorsion numérique en bande de base

Le système de prédistorsion numérique en bande de base agit sur le signal numérique d'enveloppe avant qu'il ne soit converti en signal continu et translaté à la fréquence RF d'utilisation. Cette technique est donc totalement indépendante du type d'amplificateur à linéariser. L'essor de cette technique provient des formidables avancées technologiques en terme de vitesse de calcul des processeurs numériques dédiés au traitement du signal comme les DSPs (Digital Signal Processors) ou encore les FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) ainsi que des CANs et CNAs, qui permettent de traiter les signaux large bande. Un grand nombre de communications et de travaux de thèse sont disponibles sur la description des mécanismes de prédistorsion numérique. Nous n'allons pas ici aller dans le détail de ces mécanismes, mais simplement noter les grands principes généraux, leurs avantages et limitations.

La Fig. 3.2 présente le synoptique simplifié d'un module d'amplification avec prédistorsion numérique.

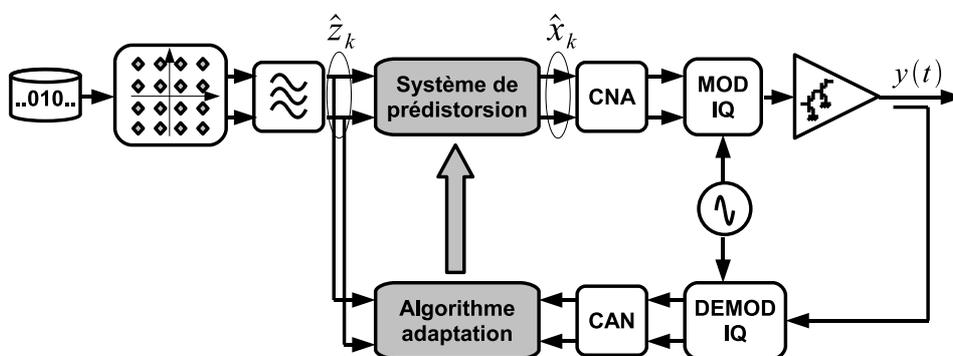


FIG. 3.2 – Synoptique simplifié d'amplificateur avec prédistorsion numérique

Le module de prédistorsion se trouve placé entre le filtre de mise en forme et le convertisseur numérique analogique. On remarque l'ajout d'une boucle de retour permettant l'adaptation de la fonction de prédistorsion aux changements des caractéristiques de l'amplificateur dans le temps. Une partie du signal prélevée en sortie est démodulée, numérisée puis appliquée à un algorithme qui met à jour les coefficients du prédistorteur

La prédistorsion numérique permet de bonnes corrections sur des bandes relativement importantes, le succès de cette technique vient également de nombreux autres avantages dont le principal est sa capacité d'adaptation aux changements des caractéristiques du système. En effet, de part son implémentation dans un système numérique, la configuration des caractéristiques du prédistorteur peut subir des évolutions sans variation de la structure matérielle du système d'émission. De plus, l'accroissement de complexité d'architecture matérielle impliquée par ce type de prédistorsion est quasiment-nulle puisqu'elle s'insère totalement dans les dispositifs de communication déjà fortement numérisés. La maturité de ces systèmes associés à des plate formes numériques toujours plus performantes expliquent le réel succès de la prédistorsion numérique qui remplacent peu à peu les architectures utilisées auparavant telles que le feedforward dans les stations de base. Cependant, certains éléments limitent encore l'adoption de la prédistorsion numérique, notamment la consommation de puissance qui est un aspect important dans certains types d'applications, mais surtout des performances de linéarisations qui restent modestes dans certaines applications présentant de forts effets de mémoire (thermique, polarisation, contrôle automatique de gain). Afin d'améliorer ses caractéristiques, notamment la prise en compte des effets de mémoire des amplificateurs de puissance, la prédistorsion numérique en bande de base reste aujourd'hui encore un sujet d'étude important aussi bien dans les laboratoires universitaires que dans l'industrie.

De nombreuses solutions techniques ont été proposées pour réaliser la caractéristique inverse de l'amplificateur. Elles varient selon leur simplicité et leurs performances, on peut distinguer principalement deux types de structure :

- la prédistorsion par des tables paramétriques ou LUTs (Look Up Table)
- la prédistorsion par les modèles mathématiques non linéaires à mémoire développés pour la modélisation système des amplificateurs

3.2.1 Approche des implémentations du prédistorteur par LUT

La prédistorsion dite par LUT est la plus simple et la plus empirique des réalisations de caractéristiques inverses. Un paramètre du signal, l'amplitude vient indexer la valeur contenue dans une mémoire de la fonction de prédistorsion associée à cette amplitude. Les méthodes de prédistorsion par mémoire LUT peuvent être classées en quatre catégories suivant le type d'indexage utilisé :

- Tables cartésiennes appelées encore Mapping [90]
- Tables polaires [96]

- Tables de gains complexes [97, 98]
- Tables contenant les coefficients d’une décomposition polynomiale par morceau [34, 99]

La différence entre ces techniques provient de la place de la fonction qui est prise en mémoire et de la complexité du calcul mis en oeuvre. Le principe de l’initialisation et de l’adaptation des tables consiste à comparer le signal d’entrée du système à celui de sortie de l’amplificateur et d’en déduire une nouvelle valeur ou non à insérer dans la table. Ces algorithmes peuvent être trouvés dans les références indiquées mais également dans les travaux de thèse de A. Cesari [44] et de R. Marsalek [100] qui proposent un panorama de ces méthodes. L’implémentation numérique de telles tables est simple, cependant, la correction des effets de mémoire de l’amplificateur n’est pas possible. De plus, on peut constater que la taille de la mémoire utilisée va de paire avec la précision de la linéarisation, ce qui mène vers des systèmes dont l’adaptation peut être lente par rapport à la vitesse du signal.

3.2.2 Approche des implémentations du prédistorteur par modèles mathématiques

La prédistorsion numérique dite par modèle mathématique tente de donner un contenu plus analytique à la caractéristique inverse, elle s’appuie sur les modèles comportementaux systèmes. Ces modèles à l’origine prédestinés à la caractérisation des amplificateurs sont ré adaptés pour la caractérisation du prédistorteur. En effet, afin de corriger l’ensemble des non linéarités à mémoire contenus dans l’amplificateur, le prédistorteur correspondant doit être un composant non linéaire à mémoire. Au travers des nombreux modèles comportementaux existants, il existe un grand nombre de solutions envisageables. Cependant, comme les calculs de la réponse du prédistorteur s’effectuent en temps réel, le modèle choisi se doit d’être assez simple afin de ne pas limiter la bande passante du système numérique dans lequel il est implémenté.

De la même manière que pour l’amplificateur, on retrouve principalement dans la littérature l’utilisation des modèles dérivés de la série de Volterra [93] parmi lesquels le modèle polynomial sans mémoire [101, 102] ou avec mémoire [103, 30], les modèles de la famille Hammerstein-Wiener [28, 104, 105], ou bien encore le modèle NARMA [106, 44] et les réseaux de neurones [107].

Une fois le modèle choisi, il faut définir une stratégie d’identification des coefficients de celui-ci. En effet, il faut cependant noter que, contrairement à la modélisation d’un

amplificateur, nous devons ici identifier le modèle d'un composant qui n'existe pas encore physiquement. Les seules données mises à notre disposition sont les mesures en entrée/sortie de l'amplificateur à linéariser. Dans la pratique, deux stratégies sont envisagées pour l'identification des paramètres du prédistorteur : l'identification directe et l'identification indirecte.

L'identification directe (direct learning) : L'estimation des coefficients du prédistorteur est réalisée en ligne à partir du signal d'entrée z et du signal de sortie y . L'identification de la fonction du prédistorteur $f_{PD}()$ résulte en la minimisation de l'erreur e entre ces deux signaux. Il s'agit de la méthode généralement utilisée pour l'identification des coefficients des mémoires LUTs [90, 108]. Une schématisation de la méthode est présentée sur la Fig. 3.3.

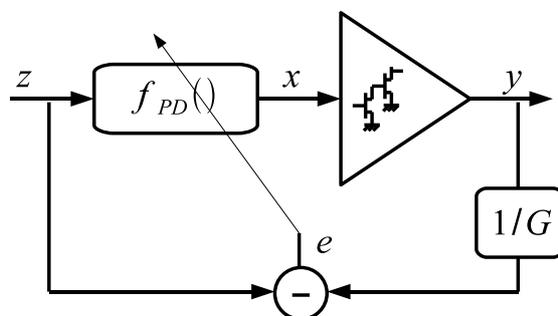


FIG. 3.3 – Schéma de principe de l'identification directe

L'identification indirecte (indirect learning) : Dans cette approche, on recherche à identifier indirectement la fonction inverse de l'amplificateur. On identifie la fonction fictive dite de postdistorsion à partir du signal d'entrée de l'amplificateur x et du signal de sortie y normalisé par le gain linéaire G noté y_{post} . Lorsque la fonction de postdistorsion est déduite par optimisation suivant la minimisation du critère d'erreur $e = x - y_{post}$. Dès que le critère de minimisation est rempli, la fonction estimée de postdistorsion est recopiée dans le prédistorteur. La Fig. 3.4 propose un schéma de la méthode.

C'est en général cette dernière technique qui est utilisée pour l'identification des prédistorteurs à mémoire [93, 103, 30, 108, 44]. Nous allons utiliser dans les paragraphes suivants ce principe d'inversion pour l'identification de nos prédistorteurs.

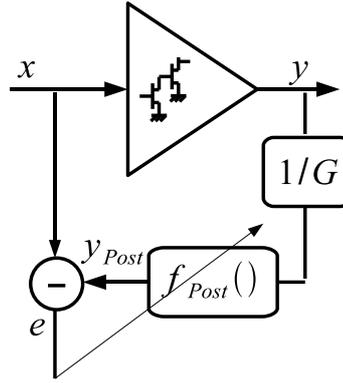


FIG. 3.4 – Schéma de principe de l'identification indirecte

3.3 Principe d'identification du modèle inverse

Ce paragraphe introduit la méthode modélisant l'inverse de l'amplificateur en vue de déterminer les caractéristiques du linéariseur. La Fig. 3.5 rappelle le schéma bloc simplifié de la cascade prédistorteur - amplificateur où $\hat{z}(t)$ est le signal d'entrée de la cascade, $\hat{x}(t)$ et $\hat{y}(t)$ sont respectivement les signaux en sortie du prédistorteur et de l'amplificateur.

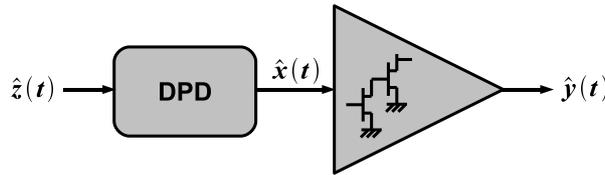


FIG. 3.5 – Cascade prédistorteur - amplificateur

Dans le cas d'une linéarisation idéale, $\hat{y}(t) = g_c \cdot \hat{z}(t)$ où g_c représente le gain désiré de la cascade, les différents signaux de la chaîne suivent les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \hat{y}(t) &= g_c \cdot \hat{z}(t) \\ \hat{y}(t) &= g_c \cdot \hat{f}_{PA}(\hat{x}(t), t) \\ \hat{x}(t) &= \hat{f}_{PA}^{-1}(\hat{z}(t), t) \end{aligned} \tag{3.3}$$

La méthode que nous allons utiliser pour l'identification de la fonction de prédistorsion se base sur une méthode d'identification indirecte. Nous allons identifier la fonction post-inverse que nous placerons en amont de l'amplificateur puisque au gain linéaire près les deux fonctions de pré- et post-distorsion de l'amplificateur sont identiques [40].

Il s'agit donc d'exciter l'amplificateur avec un signal $\hat{x}(t)$ et d'acquérir sa réponse $\hat{y}(t)$.

Cependant, au lieu d'identifier la relation entrée \mapsto sortie, nous identifierons la relation sortie \mapsto entrée de l'amplificateur. En d'autres termes, nous allons rechercher l'équation d'une fonction $\hat{k}(\cdot)$ qui remplit l'égalité suivante :

$$\hat{x}(t) = \hat{f}_{PD}(\hat{y}(t), t) = \hat{k}\left(\frac{\hat{y}(t)}{g_c}, t\right) \quad (3.4)$$

A partir de cette formulation, nous voyons que synthétiser un prédistorteur revient tout simplement à modéliser un système non linéaire à mémoire. L'entrée du système à modéliser est représenté par le signal de sortie de l'amplificateur que divise le gain g_c désiré, alors que la sortie est représentée par le signal d'entrée de l'amplificateur. Ce principe est schématisé sur la Fig. 3.6.

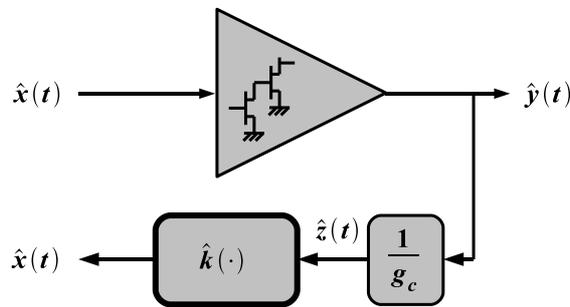


FIG. 3.6 – Identification du prédistorteur par la méthode indirecte

Par conséquent, les modèles développés dans le chapitre précédent semblent idéalement adaptés à la synthèse de prédistorteurs car ils ne nécessitent de manipuler uniquement que des signaux élémentaires. Dans les paragraphes suivants, nous étudierons et évaluerons le modèle statique, le modèle de Volterra HF et le modèle de Volterra modulé trois noyaux afin d'apprécier la compensation des différents comportements de la non linéarité et de la mémoire de l'amplificateur.

Tout au long de cette étude, les principes seront illustrés à partir de l'amplificateur GSM que nous avons présenté dans le chapitre précédent (3.6.1). En effet, sur la bande de fréquence caractérisée de 100 MHz autour de la fréquence centrale $f_0 = 830$ MHz, les différentes expériences menées à partir cet amplificateur ont montré la présence d'effets de mémoire non linéaire importants et divers. Il semble donc être un circuit intéressant pour évaluer les principes de synthèse de prédistorteurs que nous mettrons en place. Les caractéristiques P_s/P_e et de rendement de cet amplificateur sont rappelées sur la Fig. 3.7.

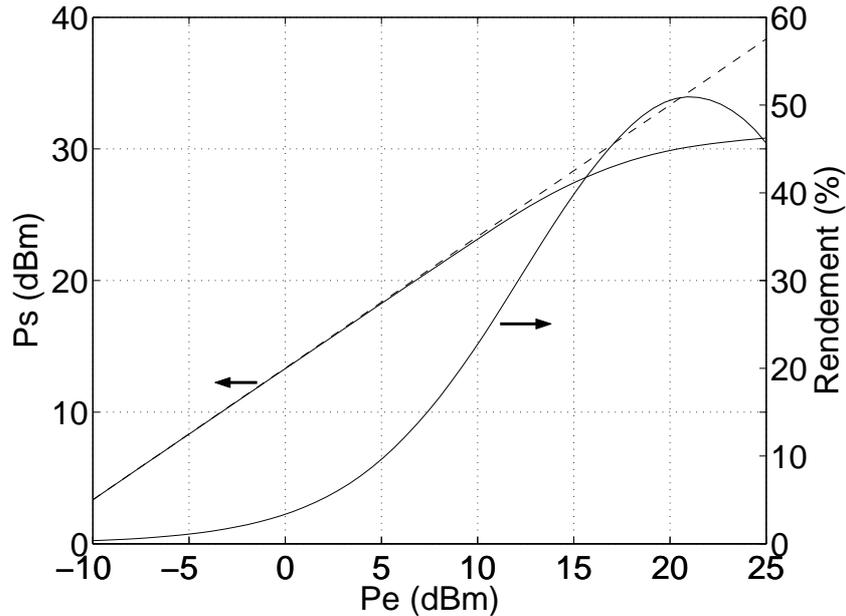


FIG. 3.7 – Caractéristique statique de l’amplificateur de test

3.4 Prédistorsion par modèle statique

Comme pour l’amplificateur, le modèle de prédistorteur le plus simple à évaluer est le modèle statique permettant essentiellement de compenser la distorsion statique de l’amplificateur. Sur la base de la Fig. 3.6, l’équation de transfert du prédistorteur est dans ce cas unique. Elle est donnée en (3.5) sous la forme d’un produit d’un gain complexe, $\hat{k}_{stat}(|\hat{z}(t)|)$, par le signal d’entrée $\hat{z}(t)$.

$$\hat{x}(t) = \hat{k}_{stat}(|\hat{z}(t)|) \cdot z(t) \quad (3.5)$$

Dans le cas d’un amplificateur présentant des effets de mémoire, la caractéristique $\hat{k}_{stat}(\cdot)$ obtenue dépendra du signal d’identification et de la procédure de moyennage qui seront utilisés, comme cela a été brièvement explicité dans le Chapitre 2. La prédistorsion résultante sera alors plus ou moins efficace selon que le signal d’excitation se rapproche ou pas de celui d’identification. Le modèle statique présente en revanche l’avantage de permettre une implémentation numérique simple, généralement effectuée par approximation polynomiale [33] ou approximation linéaire par segment (LUT) [34].

Comme nous ne visons pas une classe de signaux d’excitation particulière, nous allons considérer le signal d’identification le plus simple, c.a.d un signal mono-porteuse CW situé au centre de la bande passante de l’amplificateur ω_0 . La caractéristique $\hat{k}_{stat}(\cdot)$ est alors déterminée suivant le principe évoqué précédemment et schématisé ci-après Fig. 3.8.

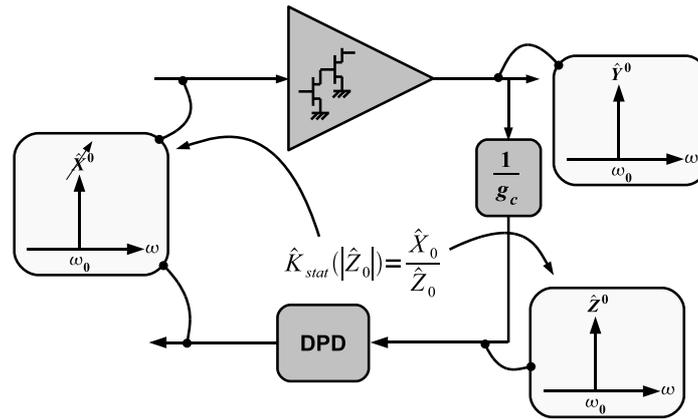


FIG. 3.8 – Identification d'un prédistorteur statique à partir d'un signal CW

L'amplificateur est stimulé par un signal CW $\hat{x}(t) = \hat{X}_0 \cdot e^{j\omega_0 t}$ produisant un signal de sortie $\hat{y}(t) = \hat{Y}_0 \cdot e^{j\omega_0 t}$. Ce signal divisé par le gain désiré g_c est considéré comme signal d'entrée du prédistorteur $\hat{z}(t) = \hat{Z}_0 \cdot e^{j\omega_0 t}$. La caractéristique $\hat{k}_{stat}(\cdot)$ est finalement identifiée comme le rapport entre les signaux $\hat{z}(t)$ et $\hat{x}(t)$ soit :

$$\hat{k}_{stat}(|\hat{Z}^0|) = \frac{\hat{X}^0}{\hat{Z}^0} \quad (3.6)$$

A titre d'illustration, la Fig. 3.9 donne les caractéristiques Vs/Ve et AM/PM de l'amplificateur et du compensateur ainsi déterminées en fonction de la puissance d'entrée, respectivement dénommées \hat{g}_{stat} et \hat{k}_{stat} . Nous superposons à ces caractéristiques le gain statique de la cascade prédistorteur - amplificateur, noté g_c .

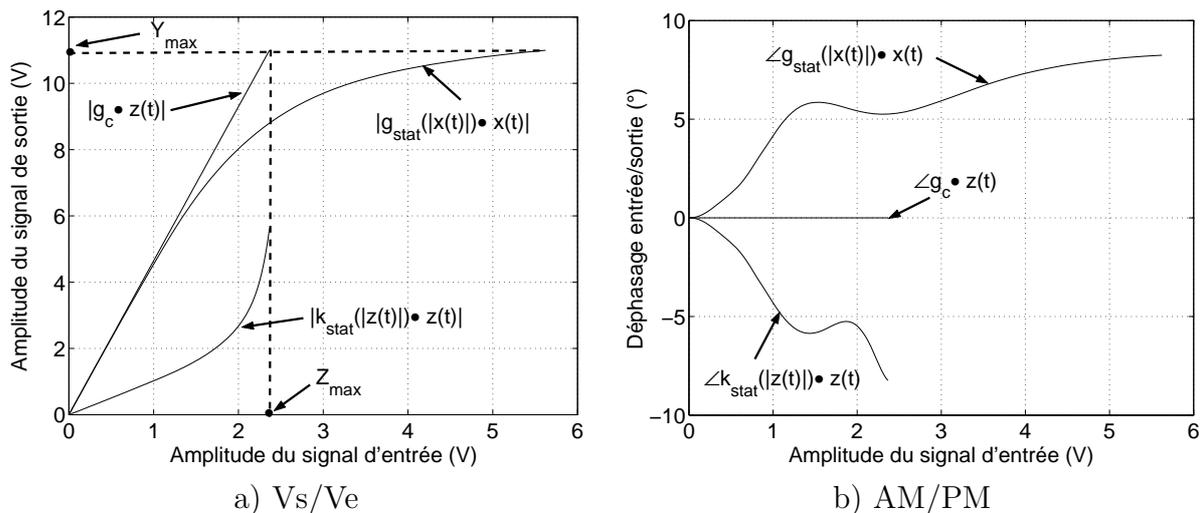


FIG. 3.9 – Caractéristiques Vs/Ve et AM/PM de l'amplificateur, du prédistorteur et de l'amplificateur linéarisé

Nous notons un point important qui est que la plage de puissance admissible à l'entrée de l'amplificateur compensé (entrée du prédistorteur) est beaucoup plus faible que celle admissible par l'amplificateur de départ. En effet, la tension d'entrée du prédistorteur ne peut dépasser 2,3 V alors que l'amplificateur de départ accepte des tensions supérieures à 5 V. La plage de puissance admissible à l'entrée du prédistorteur est inversement proportionnelle au gain désiré g_c de l'amplificateur compensé.

En effet, en notant Y_{max} la puissance de sortie maximum de l'amplificateur seul, alors, la puissance maximum admissible en entrée du prédistorteur, notée Z_{max} , est égale au rapport ci-dessous :

$$Z_{max} = \frac{Y_{max}}{g_c} \quad (3.7)$$

Un compromis doit donc être trouvé entre le gain désiré et la puissance maximum admissible d'entrée de la chaîne. Dans le cas de figure indiqué sur la Fig. 3.9, nous avons choisi un gain désiré g_c égal au gain maximal (gain petit-signal) de l'amplificateur de départ.

A l'opposé, si nous choisissons pour g_c le gain à saturation (puissance de sortie maximum), nous obtenons la configuration présentée sur la Fig. 3.10. La plage admissible à l'entrée de l'amplificateur compensé égale celle de l'amplificateur de départ, mais le gain de la chaîne est considérablement réduit.

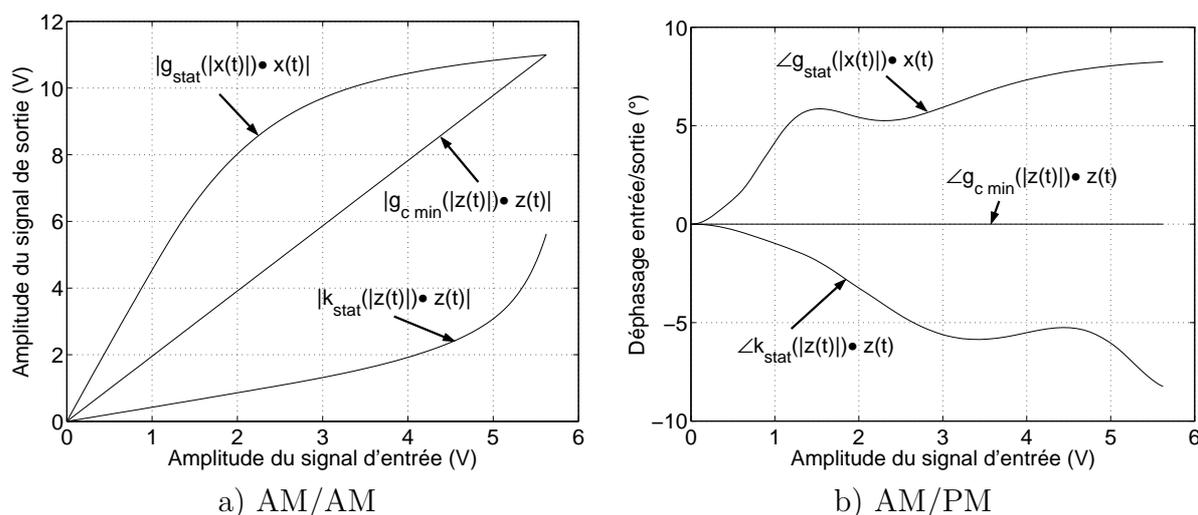


FIG. 3.10 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur, du prédistorteur et de l'amplificateur linéarisé dans le cas d'un gain de chaîne minimum

Le comportement des deux configurations représentées Fig. 3.9 et Fig. 3.10 est stric-

tement identique du point de vue de la linéarité dans le plan de sortie de l'amplificateur, en effet les deux configurations atteignent des puissances de sortie maximum identiques. Cependant le reproche éventuel du second dispositif est la perte de rendement engendré par la réduction du gain global de la chaîne.

Nous choisirons la première configuration offrant ainsi un gain maximum à la chaîne. La maîtrise de l'amplitude du signal peut être effectuée par divers moyens. Nous nous servirons de ce prédistorteur statique comme base de comparaison afin d'évaluer l'apport d'autres modèles plus évolués.

3.5 Predistortion par modèle de Volterra un noyau

Dans ce paragraphe, nous étudions un prédistorteur dont la complexité se situe juste au dessus du prédistorteur statique précédent. Il s'agit d'un prédistorteur basé sur un modèle de Volterra dynamique à un noyau dont l'équation est reprise ci-dessous.

$$\hat{x}(t) = \int_0^{\infty} \hat{k}_{HF}(|\hat{z}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{z}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (3.8)$$

L'objectif visé ici est la compensation des effets dispersifs non linéaires produits dans la bande passante de l'amplificateur (mémoire HF ou mémoire à court terme). Comme explicité au chapitre précédent, l'identification du noyau \hat{k}_{HF} se mène en stimulant l'amplificateur avec un signal CW dont on balaye l'amplitude et la fréquence sur la plage de fonctionnement de l'amplificateur. Ainsi, le noyau HF est directement déterminé dans le domaine fréquentiel comme le rapport des signaux entrée-sortie pour chaque amplitude et fréquence d'excitation :

$$\hat{K}_{HF}(|\hat{Z}^0(\Omega)|, \Omega) = \frac{\hat{X}^0}{\hat{Z}^0(\Omega)} \quad (3.9)$$

Le schéma Fig. 3.11 illustre le principe de mesure du noyau HF du prédistorteur.

Nous voyons apparaître une première contrainte puisque lorsque l'amplificateur présente un gain petit signal variable sur la bande de fréquence, ceci implique une multitude de gains possibles pour le choix du gain g_c désiré de l'amplificateur compensé. Pour cette raison, nous étudierons deux configurations distinctes :

- le gain de la chaîne g_c est identique pour toutes les fréquences, en d'autres termes, en plus de la linéarisation, nous effectuons une égalisation du canal.
- le gain de la chaîne g_c est variable en fréquence, dans cette configuration, la cascade

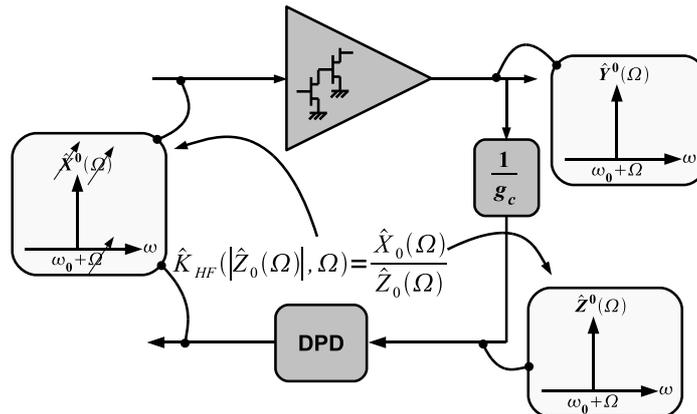


FIG. 3.11 – Identification d’un prédistorteur prenant en compte la mémoire à court terme

prédistorteur - amplificateur devient un filtre linéaire.

Afin de rendre compte des conséquences engendrées par le choix du gain g_c , nous allons extraire dans chaque configuration le noyaux HF, \hat{K}_{HF} , à partir de données de simulation circuit effectuée sur l’amplificateur GSM dans le chapitre précédent.

3.5.1 Configuration 1 : Gain de chaîne constant dans la bande

Cette configuration représente le cas idéal où le prédistorteur réaliserait à la fois l’égalisation fréquentielle et la compensation des non linéarités. A partir des simulations circuit mono-porteuse effectuées sur l’amplificateur et en suivant le schéma d’identification de la Fig. 3.11, nous traçons sur la Fig. 3.12 le réseau de courbes représentant le module du noyau $\hat{K}_{HF}(|\hat{Z}_0(\Omega)|, \Omega)$ ainsi obtenu en fonction de l’amplitude du signal d’entrée du prédistorteur et cela pour différentes fréquences d’excitation. Le gain g_c est choisi égal au gain petit signal à la fréquence centrale noté $g_{lin}(0)$.

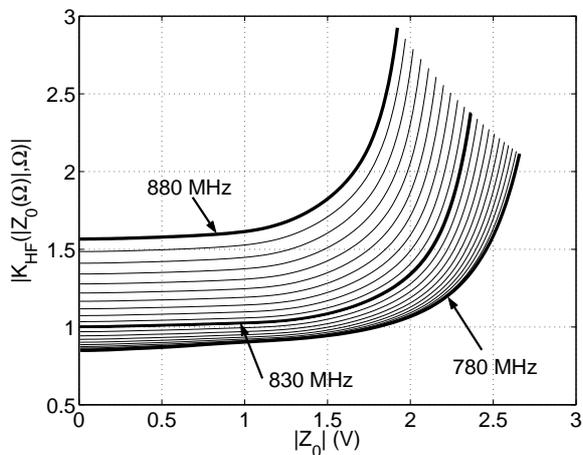


FIG. 3.12 – Caractéristique CW du prédistorteur et de l’amplificateur

Pour satisfaire l'objectif d'un gain de chaîne constant égal à $g_{lin}(0)$ quelque soit la fréquence d'excitation, nous observons que le gain du linéariseur varie sur la bande de fréquence afin de compenser la perte de gain bas niveau de l'amplificateur seul par rapport au gain $g_{lin}(0)$ désiré pour la chaîne.

La Fig. 3.12 montre également une plage de puissance admissible en entrée du prédistorteur différente suivant la fréquence d'identification. Ceci s'explique simplement à partir de la Fig. 3.13 où nous avons tracé trois réseaux de caractéristiques représentant les courbes V_s/V_e de l'amplificateur au centre de la bande $f_0 = 830$ MHz ainsi qu'aux deux extrémités ($f_1 = f_0 - 50$ MHz et $f_2 = f_0 + 50$ MHz) auxquels nous avons superposé les caractéristiques V_s/V_e du prédistorteur précédemment identifié pour ces fréquences.

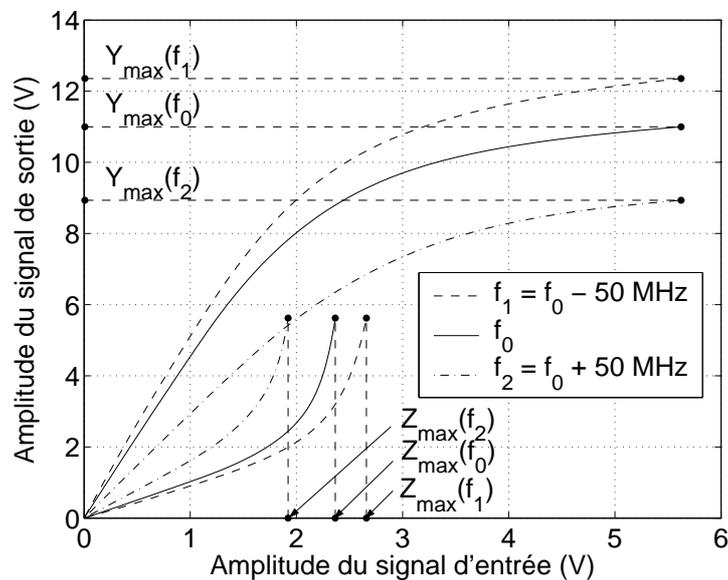


FIG. 3.13 – Caractéristiques V_s/V_e de l'amplificateur et du prédistorteur pour différentes fréquences

Ces courbes montrent que les puissances CW atteintes en sortie de l'amplificateur, notées $Y_{max}(f_1)$, $Y_{max}(f_0)$ et $Y_{max}(f_2)$ (avec $Y_{max}(f_2) < Y_{max}(f_0) < Y_{max}(f_1)$), sont différentes suivant les fréquences d'excitation. La puissance en entrée maximum proposée au prédistorteur pour chaque fréquence ($Z_{max}(f_1)$, $Z_{max}(f_0)$ et $Z_{max}(f_2)$), en vue de l'identification du modèle inverse, résulte du rapport entre la puissance de saturation de l'amplificateur à cette fréquence et le gain g_c désiré pour la chaîne comme ci-dessous (3.10). Il en résulte donc des plages de puissances admissibles en entrée du prédistorteur inégales

comme le montre la Fig. 3.13.

$$Z_{max}(f_i) = \frac{Y_{max}(f_i)}{g_c} \quad (3.10)$$

avec $i = 0, 1, 2$

On peut noter que ce problème est exagéré dans l'exemple choisi ici car nous avons considéré une bande de travail large pour un amplificateur conçu pour un fonctionnement en bande plus étroite.

Problème posé par l'approximation numérique du noyau ainsi déterminé

Nous avons remarqué dans le paragraphe précédent et notamment sur la Fig. 3.12 (a) que la plage de variation du niveau maximal en entrée du prédistorteur est variable suivant la fréquence, $Z_{max}(\Omega)$. Comme nous venons de le voir, ceci ne pose aucun problème pour l'identification du prédistorteur, cependant, en prévision d'une approximation de ce noyau suivant la technique développée dans le chapitre 3 sur la base d'une somme de fonctions séparables posera un problème. En effet, cette technique impose un domaine de variation en puissance identique pour toute la bande de fréquence. Comme nous venons de le constater, ceci n'est pas le cas lorsque l'on synthétise un prédistorteur. L'unique solution que nous pouvons envisager est de limiter la plage de puissance admissible en entrée du prédistorteur jusqu'à une valeur maximum égal au $\min(Z_{max}(\Omega))$, avec $Z_{max}(\Omega)$ représentant les valeurs maximums en entrée du prédistorteur pour chaque fréquence.

La Fig. 3.14 (a) présente le module du noyau HF $\hat{K}_{HF}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ limité au même domaine de variation donné par $Z_{max}(f_2)$. La Fig. 3.14 (b) présente le résultat obtenu après prédistorsion d'un signal CW en entrée de la chaîne. Dans notre cas de figure, c'est la fréquence à l'extrémité supérieure, qui impose une tension d'entrée maximale de moins de 2 V ($Z_{max}(f_2)$), imposant la tension de sortie maximale pour la chaîne prédistordue de 9 V ($Y_{max}(f_2)$). Cela peut fortement pénaliser le rendement de l'amplificateur compensé. En effet, dans notre exemple, à la fréquence f_2 , la puissance de la chaîne prédistordue atteint la puissance de saturation de l'amplificateur non compensé. Cependant à l'autre extrémité de la bande, à la fréquence f_1 , la compensation est faible et la puissance de sortie atteinte est loin de la puissance maximale à cette fréquence.

3.5.2 Configuration 2 : Gain de chaîne variable dans la bande

Dans cette configuration, le prédistorteur ne réalise pas l'égalisation de fréquence et ne s'occupe que de la correction de la distorsion non linéaire. A l'opposé de la configuration

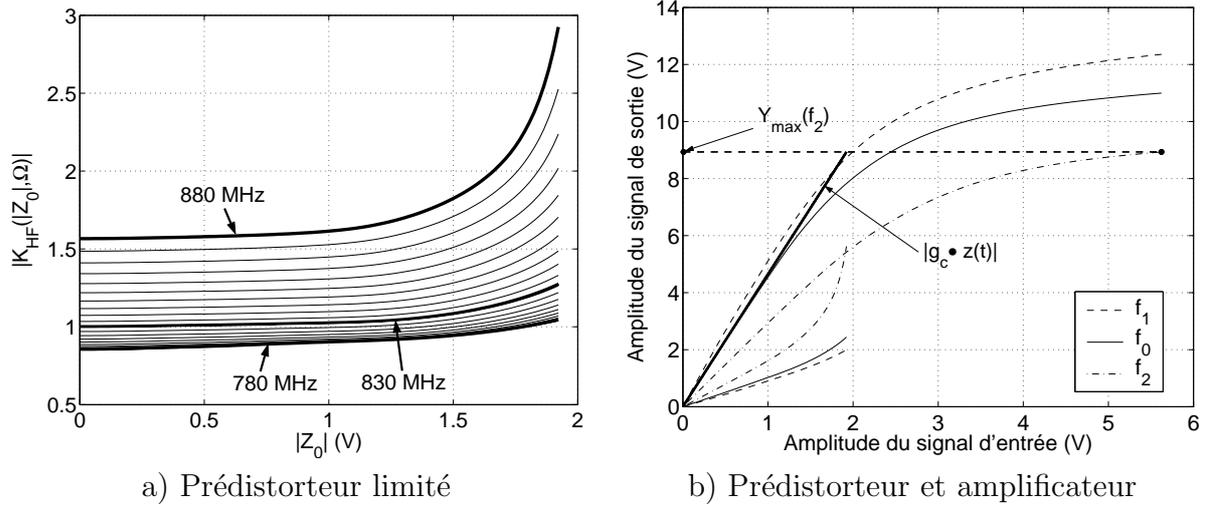


FIG. 3.14 – Caractéristiques CW du prédistorneur limité et V_s/V_e de l'amplificateur, du prédistorneur et de l'amplificateur compensé

précédente, il s'agit ici d'identifier le noyau $\hat{K}_{HF}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ et d'anticiper une future approximation de telles sortes que les valeurs maximales des plages de puissances en entrée du prédistorneur, noté $Z_{max}(\Omega)$ soit identique quelque soit la fréquence d'excitation et par conséquent, lors de la prédistorion, de ne pas limiter la zone de fonctionnement de l'amplificateur mais d'utiliser celui-ci jusqu'à sa zone de saturation et ce indépendamment de la fréquence d'excitation. D'après l'équation (3.10), en rappelant que $Y_{max}(\Omega)$ est imposé par l'amplificateur et en ayant pour objectif une plage de variation identique en entrée du prédistorneur, le seul degré de liberté restant est le gain désiré pour la chaîne.

L'approche est donc inverse à celle adoptée dans la première configuration, en effet ici, nous désirons un $Z_{max}(\Omega)$ constant noté Z_{ref} (que nous avons défini selon notre besoin) avec la fréquence tandis que $g_c(\Omega)$ peut varier selon la relation ci-dessous.

$$g_c(\Omega) = \frac{Y_{max}(\Omega)}{Z_{ref}} \quad (3.11)$$

La démarche est donc la suivante, on commence par le choix de la valeur Z_{ref} , représentant la valeur maximum que l'on peut atteindre en entrée du prédistorneur, puis suivant la fréquence d'excitation, à partir de l'équation (3.11), on adapte le gain $g_c(\Omega)$.

Par exemple, nous définissons Z_{ref} afin de couvrir la plage de variation à la fréquence centrale :

$$Z_{ref} = \frac{Y_{max}(0)}{g_{lin}(0)} \quad (3.12)$$

avec $g_{lin}(0)$, le gain petit signal à la fréquence centrale

Ainsi, à partir de cette valeur de référence et de l'équation (3.11), en suivant la démarche proposée, on calcule le gain $g_c(\Omega)$, puis nous identifions la caractéristique du noyau HF $\hat{K}_{HF}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ comme nous le faisons précédemment. Les Fig. 3.15 (a) et (b) présentent respectivement le module du gain désiré calculé $g_c(\Omega)$ sur la bande fréquence et le module du noyau HF extrait. La Fig. 3.16 présente le signal de sortie de l'amplificateur

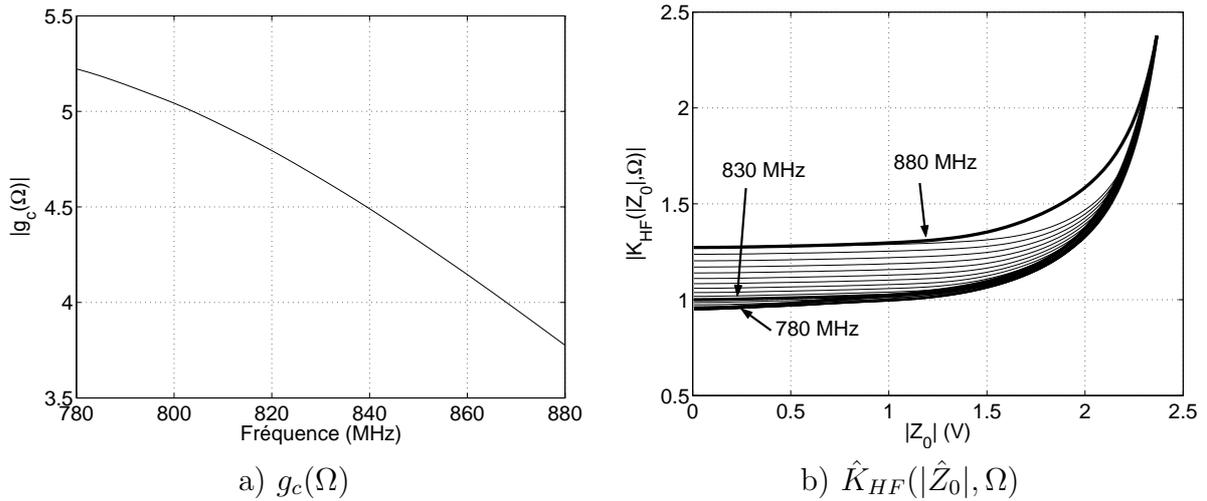


FIG. 3.15 – Caractéristiques $g_c(\Omega)$ et module du noyau HF du prédistorteur $\hat{K}_{HF}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$

seul et linéarisé ainsi que le signal de sortie du linéariseur pour les fréquences proposées lors de la configuration 1. On note alors que quelque soit la fréquence d'excitation, la chaîne prédistorteur - amplificateur peut générer la tension de sortie maximum.

3.5.3 Comparaison des performances des deux configurations

Nous avons extrait les prédistorteurs suivant les deux configurations énoncées ci-dessus. Les noyaux \hat{K}_{HF} ont ensuite été implémentés avec un nombre de fonction de base de 3 et un ordre de filtre de 10.

Nous comparons sur la Fig. 3.17 les performances de compensation des deux configurations à partir des critères d'ACPR et d'EVM en fonction de la puissance de sortie moyenne pour un signal modulé 16 QAM de bande égale à 100 KHz filtré avec un filtre RRC avec un facteur de roll-off égal à 0,22. Ce graphique nous permet de constater que pour une faible bande du signal d'entrée, les effets de mémoire n'étant pas stimulés, il est évident que les performances des prédistorteurs avec mémoire et sans mémoire sont identiques en terme de limitations des remontés spectrales, il en est de même pour les performances à l'intérieur de la bande quantifiées à partir du critère EVM.

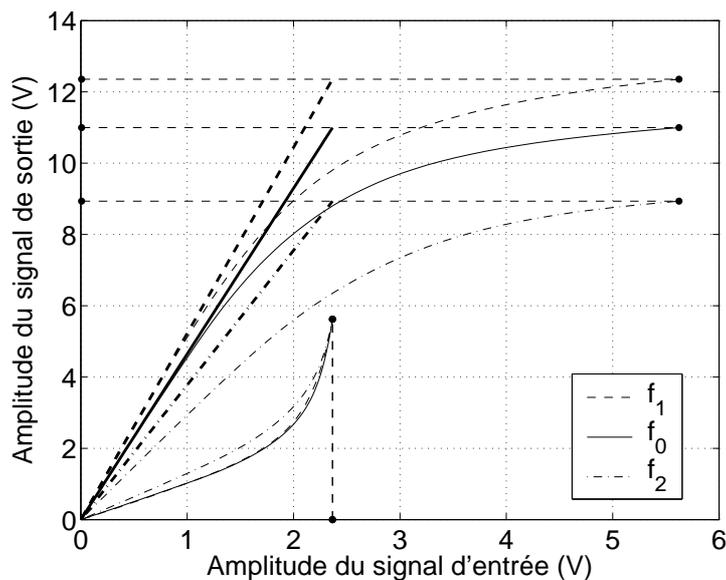


FIG. 3.16 – Caractéristiques V_s/V_e de l'amplificateur et du prédistorteur pour différentes fréquences sans limitation de la tension de sortie

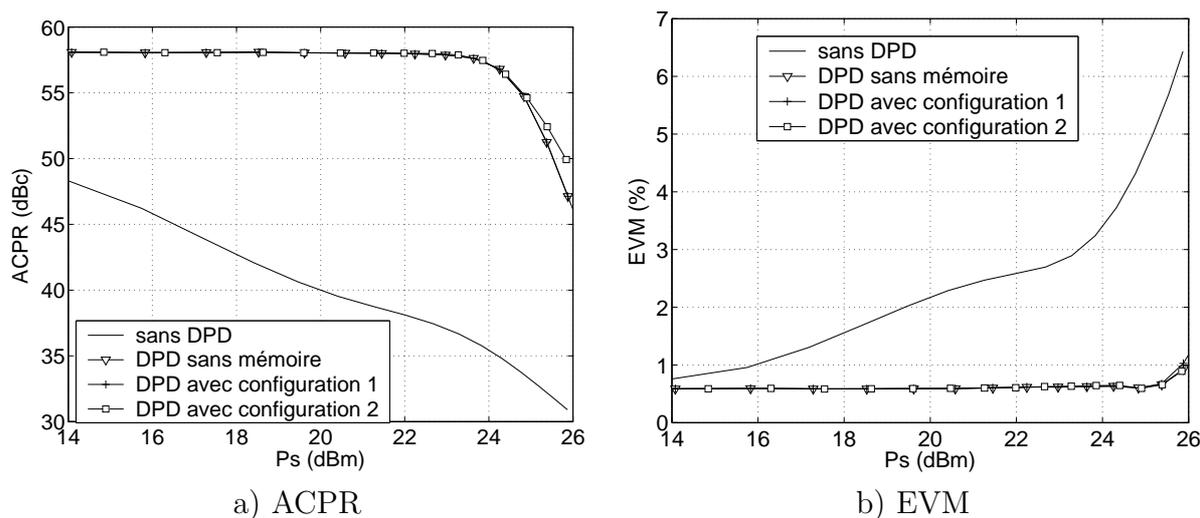


FIG. 3.17 – Comparaison entre les performances de corrections d'un linéariseur sans mémoire et avec mémoire HF pour un signal faible bande 16 QAM de 100 KHz de bande

La Fig. 3.18 présente des comparaisons similaires pour un signal 16 QAM d'une largeur de bande de 10 MHz. Ce signal excite fortement les phénomènes de mémoire comme le montre le résultat des ACPRs gauche et droite qui sont largement différents l'un de l'autre pour l'amplificateur. Nous notons que les trois types de prédistorteurs sont équivalents en limitant les remontées spectrales de manière identique. Il est à noter également que le fait de ne pas prendre en compte la mémoire basse fréquence dans les prédistorteurs a conduit à une détérioration de l'ACPR du côté droit bien que l'ACPR gauche lui a été amélioré au minimum de 5 dB. Enfin, l'apport de correction sur l'EVM

des trois linéariseurs est à peu près identique surtout à forte compression, cependant, à faible puissance, nous notons une correction plus importante pour un prédistorteur avec égalisation de fréquence.

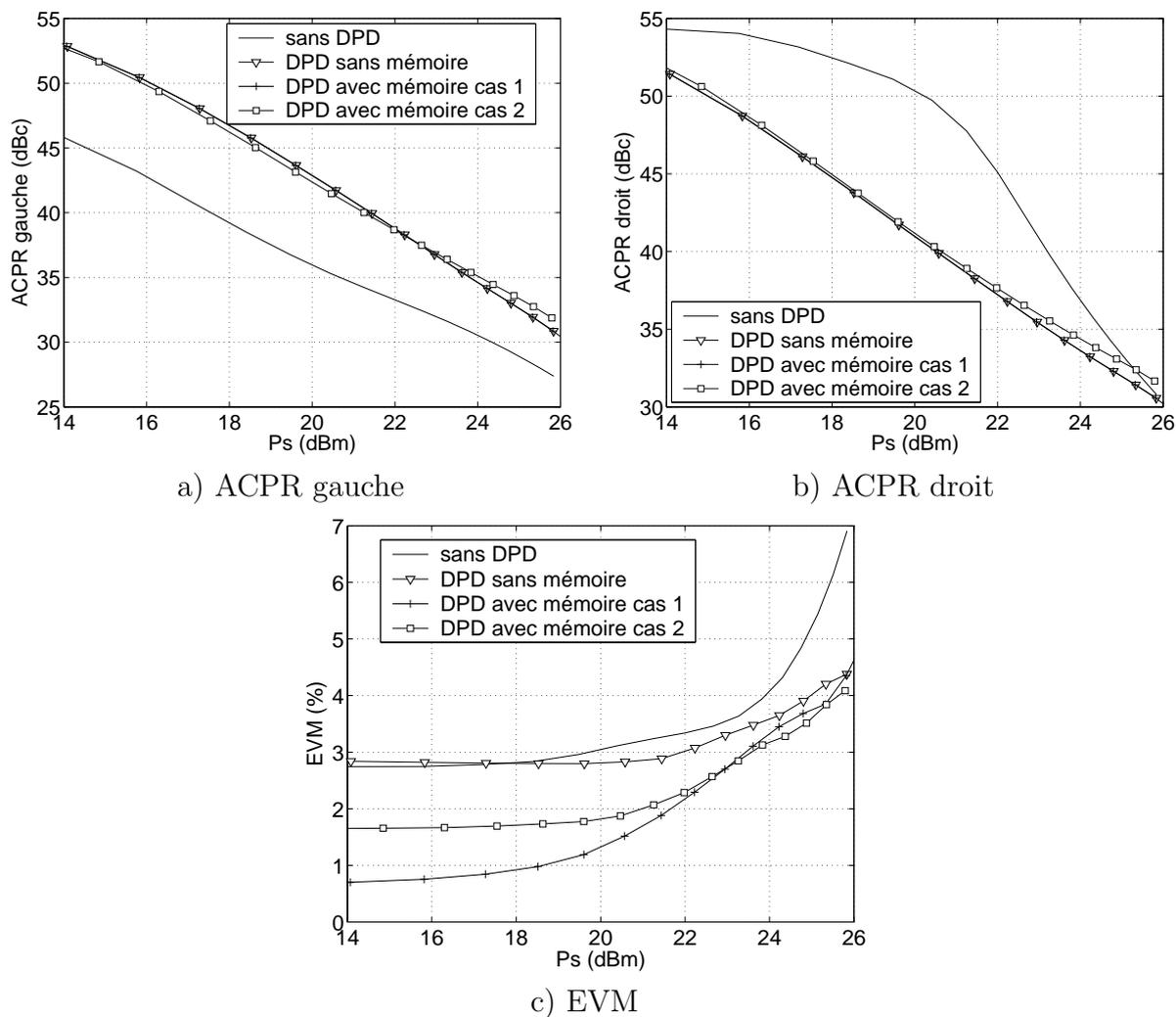


FIG. 3.18 – Comparaison entre les correction d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire HF pour un signal large bande 16 QAM de 10 MHz de bande

Cette étude comparative semble montrer que la prédistorsion par modèle de Volterra un noyau, ne prenant en compte que la mémoire HF, n'apporte qu'une amélioration marginale par rapport à un prédistorteur statique pur.

3.6 prédistorsion par modèle de Volterra modulé à trois noyaux

3.6.1 Identification de la voie BF

Comme nous venons de l'observer au paragraphe précédent, la prise en compte des phénomènes de mémoire BF apparaît clairement indispensable pour une linéarisation efficace des signaux large bande. Afin de prendre en compte ces phénomènes dispersifs, nous allons dans ce paragraphe considérer le modèle de type Volterra modulé à trois noyaux dont nous avons prouvé l'efficacité pour la modélisation de l'amplificateur. L'expression de ce modèle appliqué au prédistorteur (Fig. 3.19) est donnée ci-dessous :

$$\hat{x}(t) = \hat{x}_{HF}(t) \cdot (1 + \hat{x}_{BF}(t)) \quad (3.13)$$

$$\hat{x}_{HF}(t) = \int_0^{\infty} \hat{k}_{HF}(|\hat{z}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{BF}(t) &= \int_0^{\infty} \hat{k}_{BF1}(|\hat{z}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{z}(t-\tau)| \cdot d\tau \\ &+ \int_0^{\infty} \hat{k}_{BF2}(|\hat{z}(t-\tau)|, \tau) \cdot \omega_z(t-\tau) \cdot d\tau \end{aligned} \quad (3.15)$$

En suivant la procédure d'extraction explicitée au chapitre 3, le noyau HF est en premier lieu identifié à partir d'un signal mono-porteuse comme nous venons juste de l'exposer dans le paragraphe (3.5.2). Puis, nous identifions les noyaux de la voie BF en stimulant l'amplificateur avec un signal modulé à très faible indice de modulation comme ci-après :

$$\hat{x}(t) = \hat{X}_0(0) + \delta \hat{X}^+(\Omega) e^{j\Omega t} + \delta \hat{X}^-(\Omega) e^{-j\Omega t} \quad (3.16)$$

Dans ce cas, comme nous l'avons déjà observé, la réponse de l'amplificateur est un signal composé lui-même de trois raies s'exprimant de la manière suivante :

$$\hat{y}(t) = \hat{Y}_0(0) + \hat{Y}^+(\Omega) e^{j\Omega t} + \hat{Y}^-(\Omega) e^{-j\Omega t} \quad (3.17)$$

Ce signal, divisé par le gain de la chaîne désiré, est également un signal tri-porteuse dont l'écriture est donnée ci-dessous :

$$\hat{z}(t) = \hat{Z}_0(0) + \hat{Z}^+(\Omega) e^{j\Omega t} + \hat{Z}^-(\Omega) e^{-j\Omega t} \quad (3.18)$$

Nous schématisons ici, sur la Fig. 3.19, les signaux en entrée et sortie de la chaîne

d'identification lors d'une excitation à trois tons de l'amplificateur.

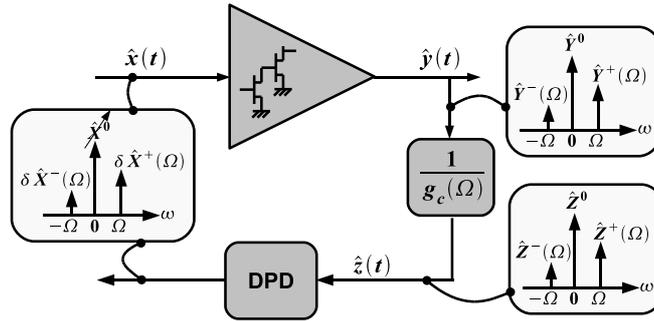


FIG. 3.19 – Identification d'un prédistorteur à mémoire BF

Ce schéma met en évidence le fait que l'identification des noyaux BF, \hat{K}_{BF1} et \hat{K}_{BF2} , met en jeu exactement le même type de signaux que dans la modélisation d'un amplificateur (cf. chapitre 2). Les algorithmes d'identification peuvent donc être utilisés sans différence pour l'extraction des noyaux de la voie BF du prédistorteur.

A titre d'illustration, nous traçons sur la Fig. 3.20, les modules des deux noyaux basse fréquence $\hat{K}_{BF1}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ et $\hat{K}_{BF2}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ extraits en fonction de la fréquence et de l'amplitude. Ces noyaux seront par la suite approximés suivant les principes de la décomposition également indiquée dans le chapitre 2; dans le cas présent, nous avons obtenu 2 fonctions de base et un ordre de filtre inférieur à 12.

3.6.2 Evaluation des performances du linéariseur

Après approximation des différents noyaux, nous proposons ici des comparaisons des facteurs de qualité ACPR et EVM de l'amplificateur linéarisé, afin de juger les capacités de ce linéariseur pour différents types de signaux.

Le premier signal de test considéré est un signal modulé 16 QAM de 3,84 MHz de bande. Les résultats en terme d'ACPRs et d'EVM sont présentés sur la Fig. 3.21 en fonction de la puissance moyenne de sortie. Nous constatons alors que comparativement à une prédistorsion sans mémoire, le prédistorteur avec mémoire réalise une atténuation nettement plus grande des remontées spectrales, de 3 à 10 dB sur le bord gauche et de 3 à 16 dB sur le bord droit. L'EVM obtenue avec une prédistorsion à mémoire est également inférieure de moitié.

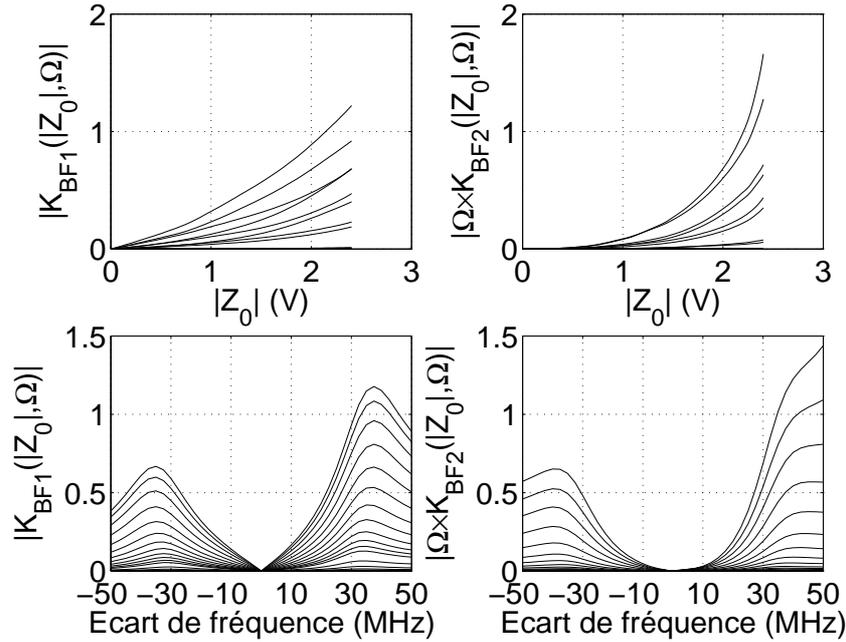


FIG. 3.20 – Evolution du module des noyaux BF $\hat{K}_{BF1}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ et $\hat{K}_{BF2}(|\hat{Z}_0|, \Omega)$ en fonction de la puissance et de l'écart de fréquence

Le second signal de test considéré est un signal modulé 16 QAM de 10 MHz de bande. De la même manière, les résultats en terme d'ACPRs et d'EVM sont présentés sur la Fig. 3.22 en fonction de la puissance moyenne de sortie. Comme nous l'avons observé précédemment, ce débit binaire excite fortement les phénomènes de mémoire BF dans l'amplificateur. Sur cette figure, nous constatons que le prédistorteur permet une bonne prise en compte des phénomènes de mémoire puisqu'il atténue considérablement les remontés spectrales dans les canaux adjacents sur toute la gamme de puissance considérée. L'apport réalisé par rapport au prédistorteur sans mémoire dépasse les 15 dB. D'un point de vue des caractéristiques dans la bande du signal, nous observons également une diminution du facteur EVM d'un rapport 4 par rapport à l'utilisation d'un prédistorteur statique.

Enfin, la Fig. 3.23 représente les courbes AM/AM et AM/PM dynamiques, avec et sans prédistorsion à mémoire, correspondant à une puissance moyenne de sortie d'environ 25 dBm. On peut visuellement apprécier l'efficacité du prédistorteur à mémoire, qui présente des caractéristiques d'amplification pratiquement sans hystérésis.

Le dernier signal de test considéré est composé de 3 canaux, chacun modulé en 16 QAM avec une bande de 1,25 MHz (bande CDMA). De surcroît, afin de comparer notre nouvelle méthode à une méthode classique de prédistorsion numérique, nous avons également implémenté un algorithme estimant par la méthode indirecte la fonction de prédistorsion

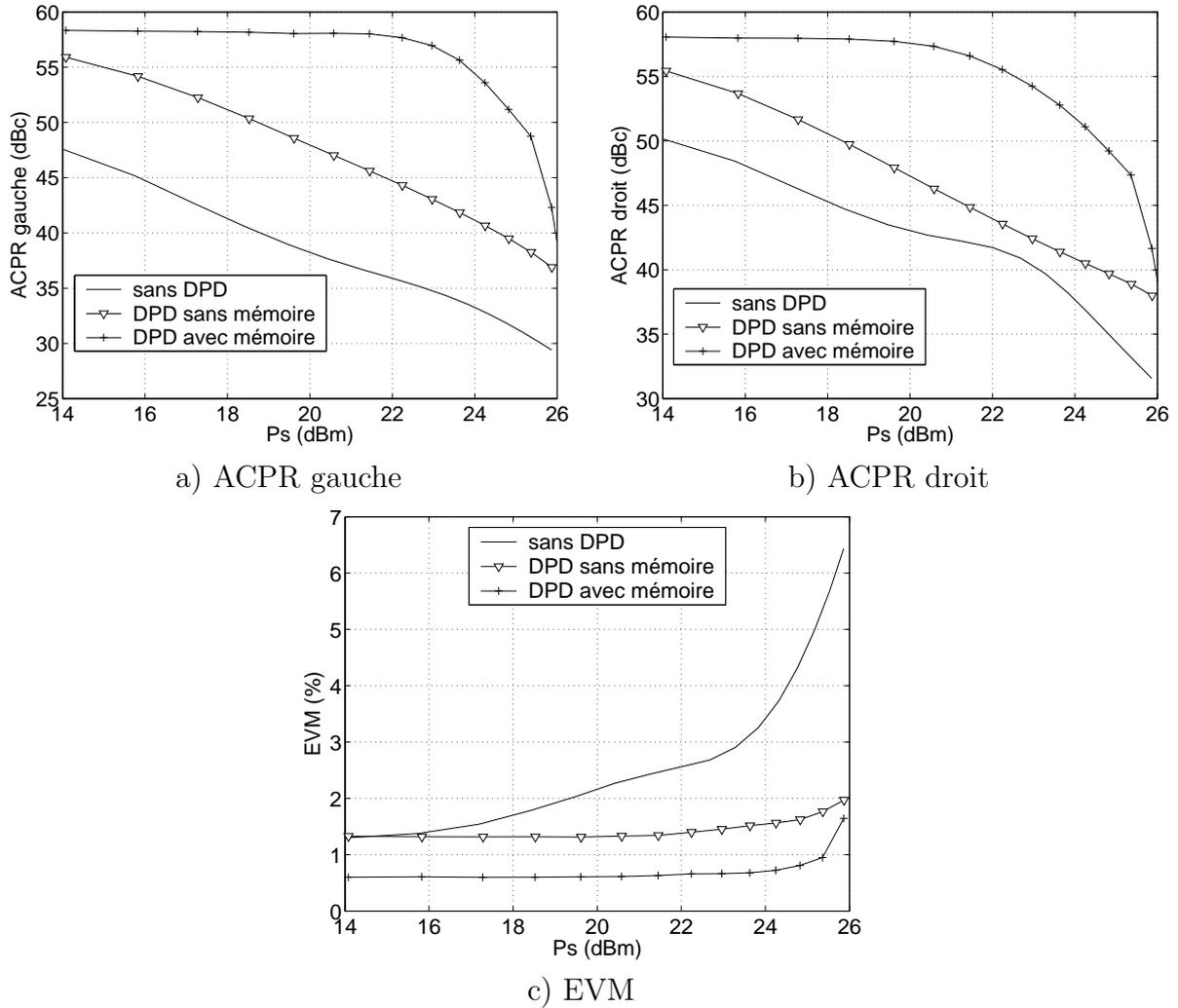


FIG. 3.21 – Comparaison entre les corrections d’un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal large bande 16 QAM de 3,84 MHz de bande

sur le signal incident. Nous avons choisi pour cela le modèle de polynôme à mémoire, considéré actuellement comme étant le meilleur compromis entre complexité et performance [109]. L’équation du modèle de polynôme à mémoire est rappelée ci-dessous :

$$\hat{x}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q \hat{a}_{kq} \hat{z}(n-q) |\hat{z}(n-q)|^{k-1} \quad (3.19)$$

où Q représente la profondeur mémoire

et K représente le degré de la non linéarité

Dans ses travaux de thèse [44], A. Cesari compare différentes implémentations d’architectures de prédistorteurs et donne le détail de l’algorithme permettant d’identifier l’ensemble des coefficients \hat{a}_{kq} par une procédure des moindres carrés. Nous avons implémenté cette technique dans Matlab et inséré dans un processus de co-simulation

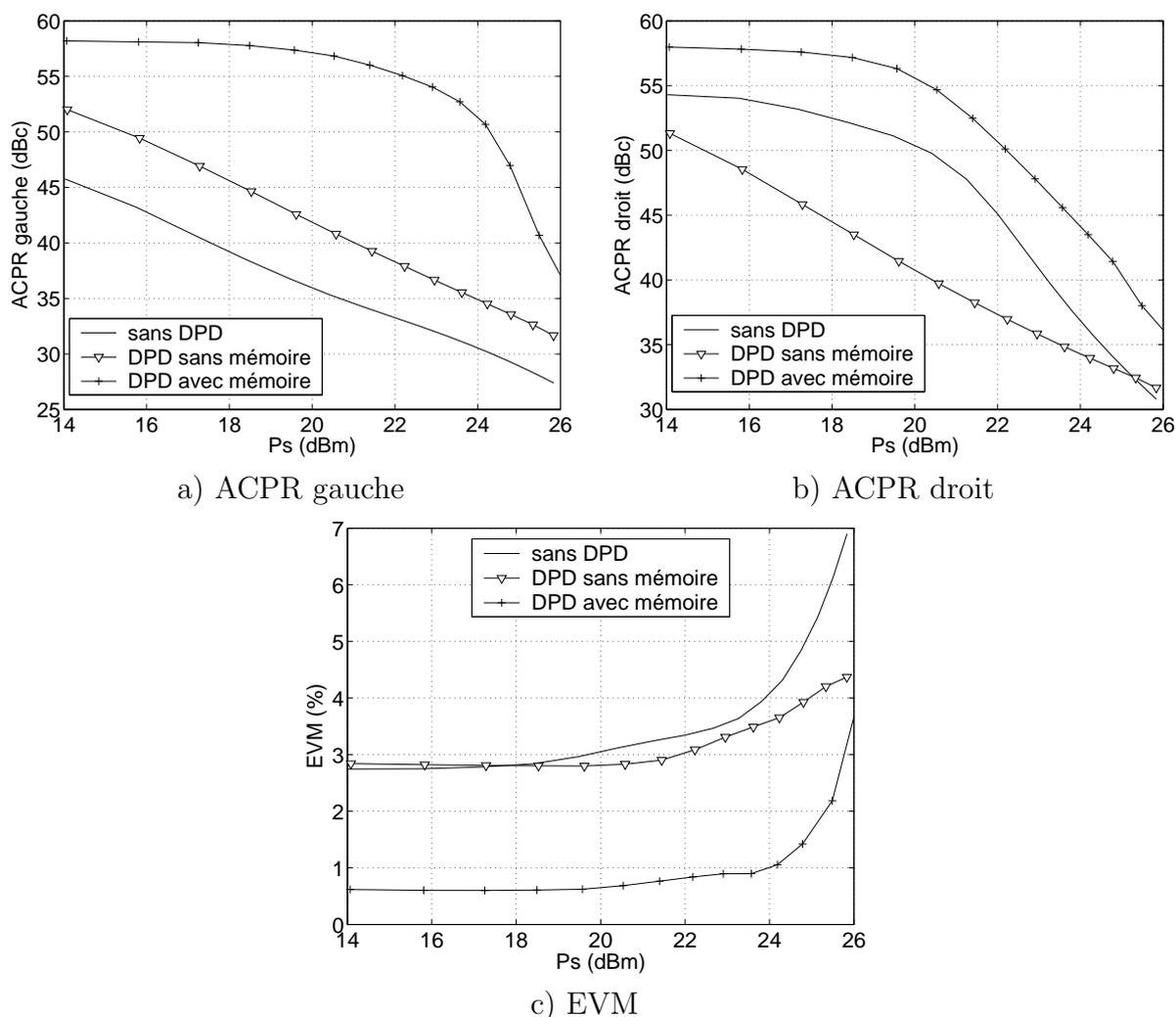


FIG. 3.22 – Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal large bande 16 QAM de 10 MHz de bande

avec le logiciel de simulation circuit ADS ptolemy.

Nous proposons, Fig. 3.24, une comparaison des spectres de sortie de l'amplificateur seul, et avec les différents prédistorteurs. On peut noter que l'optimum du polynôme avec mémoire a été obtenu pour un degré de non linéarité $K = 5$ et une profondeur mémoire $Q = 6$ après passage de plusieurs séquences d'apprentissage de 2048 échantillons. On remarque que le polynôme avec mémoire réalisé sur le signal cible permet une excellente réduction des intermodulations, (35 dB), identique à celle obtenue avec notre méthode de prédistorsion basée sur des signaux de caractérisation élémentaires.

Enfin, nous avons utilisé les coefficients du modèle polynomial déterminés précédemment afin de prédistordre le signal précédent mais dans lequel nous avons supprimé le canal central, ceci sans ré-optimiser les coefficients du modèle. Nous propo-

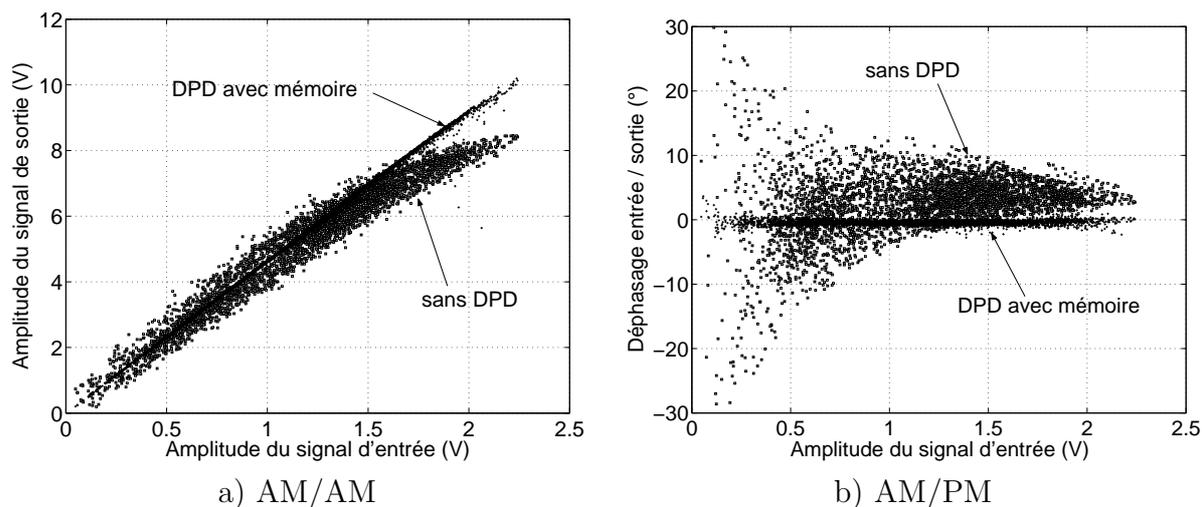


FIG. 3.23 – AM/AM et AM/PM dynamique sans et avec linéarisation pour un signal 16 QAM de 10 MHz de bande

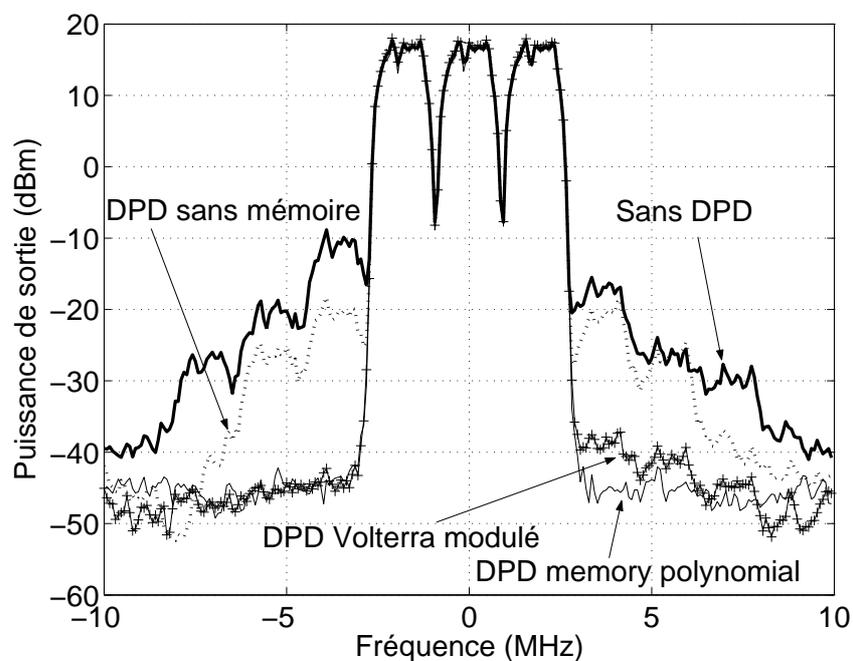


FIG. 3.24 – Comparaison des spectres de sortie pour une excitation 3 canaux 16 QAM

sons, Fig. 3.25, une comparaison des spectres de sortie dans les différentes configurations. Nous constatons alors que les performances du prédistorteur du polynôme avec mémoire sont amoindries par rapport au prédistorteur Volterra modulé, jusqu'à 20 dB sur le côté gauche. Cet exemple montre bien la propriété d'universalité de la méthode proposée dans notre travail, qui comme nous l'avons évoqué précédemment fait grandement défaut dans les techniques existantes à ce jour.

Ces différents exemples montrent, comme c'était le cas pour la modélisation de l'am-

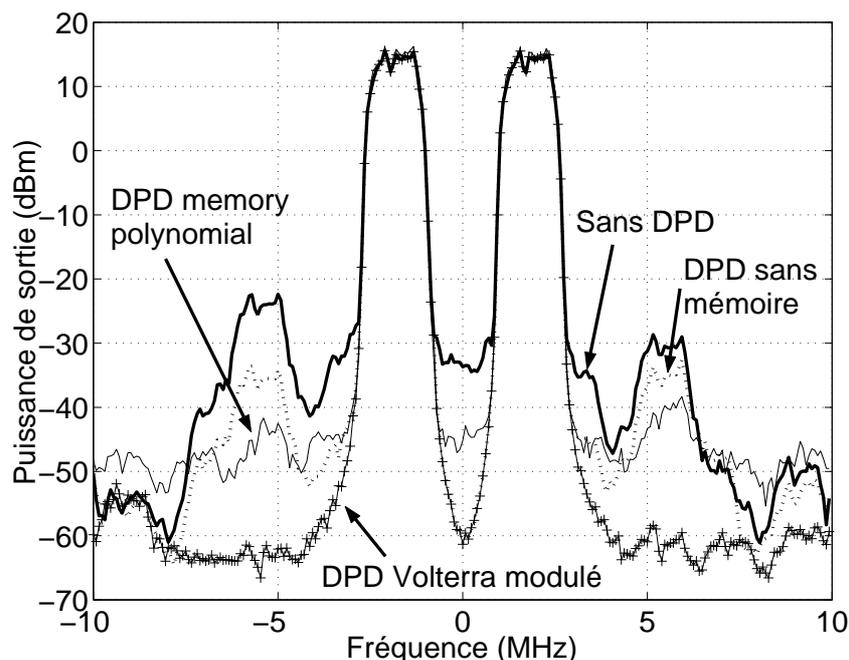


FIG. 3.25 – Comparaison des spectres de sortie pour une excitation 2 canaux 16 QAM

plificateur, des performances de linéarisation remarquables du prédistorteur quelque soit le type de signal présenté en entrée du dispositif d'amplification.

3.6.3 Problématique de l'adaptation du prédistorteur

De manière générale, la technique de prédistorsion pose un problème important qui est celui de l'adaptation du prédistorteur aux changements des caractéristiques de l'amplificateur. Ces changements peuvent provenir du vieillissement, du changement du point de polarisation ou du changement de l'environnement. Pour donner une solution à ce changement de caractéristiques, le prédistorteur est associé à un système de re-configuration, dit d'adaptation aux caractéristiques du système. Il existe globalement deux types d'adaptation, l'adaptation en continue ou l'adaptation occasionnelle qui présentent chacune des avantages et des inconvénients [34, 100, ?, 110, 44].

Adaptation en continu Celle-ci consiste à ajuster les paramètres du prédistorteur de manière continue dans le temps, avec chaque nouveau échantillon du signal émis. Le principal avantage de cette configuration est de pouvoir à la fois s'adapter aux changements des caractéristiques de l'amplificateur mais également aux changements de canal et de classe du signal transmis. En revanche, la procédure d'adaptation introduit un temps de latence qui peut réduire considérablement la bande passante du système.

Adaptation occasionnelle Comme son nom l'indique, cette dernière est mise en oeuvre uniquement dans le cas où l'on constate une réduction des performances du prédistorteur, du fait du vieillissement ou des modifications des conditions de fonctionnement. Cette méthode apporte l'avantage de re-configuration du prédistorteur hors ligne qui n'impacte pas la bande passante du système. En revanche, il n'est plus possible de re-configurer le prédistorteur lors de changement du canal ou de la classe de signal transmis.

Comme nous avons pu le voir, l'intérêt particulier du modèle de prédistorteur que nous avons développé dans le cadre de ce travail est de pouvoir s'affranchir du type de signal à transmettre. Nous pouvons dans ces conditions adopter la configuration d'adaptation occasionnelle en conservant l'avantage d'une bande passante importante tout en ayant une performance de linéarisation maximale.

Le mécanisme de re-configuration du prédistorteur pose par ailleurs la problématique de système d'acquisition ou de mesures embarquées permettant la re-identification des coefficients du prédistorteur. Dans notre approche, l'identification du prédistorteur nécessiterait l'utilisation d'une trame spécifique composée des signaux élémentaires un ton et trois tons.

Les prédistorteurs à base de modèles empiriques nécessitent donc d'utiliser des algorithmes d'adaptations afin d'ajuster, soit de manière continue ou soit de manière occasionnelle, les coefficients du modèle face aux variations du signal ou au vieillissement du composant. Dans notre cas, seule la prise en compte des phénomènes de vieillissement ou des changements de polarisation nécessite une nouvelle identification du prédistorteur. Cependant, alors que la majorité des modèles empiriques à mémoire peuvent être réactualisés uniquement avec le signal incident, la méthode proposée nécessite l'excitation de l'amplificateur par des signaux spécifiques dont la génération et la mesure peuvent être délicates. Ainsi, ces signaux devront faire partie d'une séquence d'apprentissage bien spécifique.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a introduit un nouveau principe de synthèse de prédistorteur numérique sur la base du modèle de Volterra dynamique en vue de corriger les effets de mémoire contenus dans les amplificateurs. Nous avons expliqué brièvement la méthode indirecte utilisée pour la caractérisation de celui-ci que nous avons ensuite appliquée à l'identification de prédistorteur sans mémoire. Cette méthode a été étendue à la caractérisation

d'un prédistorteur corrigeant les effets de mémoire HF et enfin à l'identification d'un prédistorteur corrigeant les effets de mémoire HF et BF.

Par la suite, nous avons conduit trois expérimentations en co-simulation ADS / Matlab de ces prédistorteurs à partir de signaux complexes de largeurs de bande différentes afin d'exciter les effets dispersifs contenus à l'intérieur de l'amplificateur de manière différente. La méthode proposée a démontré d'excellentes performances de compensation des effets de mémoire pour les différents types de signaux.

Enfin, dans l'intention de juger l'apport de notre méthode par rapport à l'existant, nous avons comparé les capacités de notre prédistorteur à un prédistorteur se basant sur un modèle polynomial à mémoire. Nous avons alors noté que notre méthode compense tout aussi efficacement les effets de mémoire contenus dans l'amplificateur tout en gardant la même efficacité quelque soit le signal présenté à l'entrée de l'amplificateur, ce qui n'est pas le cas du polynôme à mémoire. L'avantage de la méthode que nous proposons est donc sa bonne qualité de versatilité, ce qui est un avantage majeur dans les systèmes multi-standards. Cependant, un point difficile reste à réaliser, qui est la mise en oeuvre d'un système de mesures simples et efficaces permettant des mesures rapides et précises nécessaires à l'extraction des noyaux ; c'est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 4 :

**Banc de caractérisations
expérimentales pour la modélisation
d'amplificateurs et la synthèse de
prédistorteurs par modèle de
Volterra modulé**

Introduction

Les deux chapitres précédents ont montré les bonnes facultés du modèle de Volterra modulé trois noyaux FF, à reproduire efficacement les phénomènes dispersifs non linéaires contenus dans les amplificateurs de puissance. Nous avons également proposé, à partir de ce même modèle, de caractériser la fonction inverse de l'amplificateur, afin de synthétiser des prédistorteurs numériques pour la linéarisation.

L'intérêt fondamental de ce modèle est lié à sa capacité à identifier distinctement les phénomènes de mémoire HF et BF à partir de signaux d'extraction simple. De plus cela rend possible une prédiction ou une linéarisation de la réponse du dispositif pour une large gamme de signaux de communication. Cependant, dans les chapitres précédents, pour des questions de facilités techniques de mise en oeuvre et de souplesse, la validation a été entièrement menée à partir de résultats issus de simulations circuits, fournissant des données d'extraction cohérentes et précises.

Toutefois, la simulation circuit ne représente qu'une image plus ou moins simplifiée de la réalité de part ses approximations successives. Ainsi, il est également important d'étendre ces principes de modélisation à un système réel par une caractérisation expérimentale. Nous devons donc mettre en oeuvre un banc de mesure permettant l'extraction des noyaux HF et BF du modèle de Volterra modulé FF. Bien que la mesure de la réponse de l'amplificateur à une excitation mono-porteuse soit correctement maîtrisée, la caractérisation de la voie BF, à partir d'un signal modulé à faible indice de modulation, est plus délicate.

Dans une première partie, nous rappellerons les mesures à effectuer et analyserons les difficultés engendrées par ce type de mesures. Compte tenu de la problématique, nous présenterons le nouveau banc de mesure que nous avons développé. Nous présenterons alors les premiers résultats de caractérisation et de validation pour un modèle d'amplificateur de puissance.

Enfin, pour clore ce dernier chapitre, nous appliquerons ces mesures à la synthèse d'un prédistorteur sur la base du modèle FF. Celui-ci sera introduit dans la partie de génération en bande de base du banc de mesures. Il permettra de conclure sur son efficacité face à des signaux de communications numériques.

4.1 Rappels des mesures à réaliser pour l'extraction du modèle de Volterra modulé

Les paragraphes suivants ont pour objectif de rappeler les mesures à effectuer afin d'extraire le modèle de Volterra modulé à trois noyaux FF et de mettre en avant les difficultés rencontrées.

4.1.1 Caractérisation CW

Afin d'extraire la partie HF du modèle FF, la première mesure à mettre en oeuvre est une mesure du gain complexe CW, en module et phase, sur une grille de fréquences d'excitation couvrant la bande utile de l'amplificateur. La Fig. 4.1 rappelle le principe de la mesure à mettre en oeuvre.

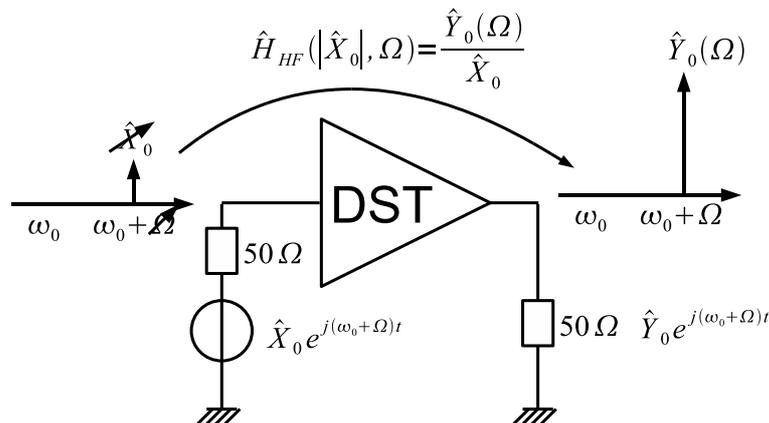


FIG. 4.1 – Principe de la mesure à partir d'un signal mono-porteuse

Une telle caractérisation de systèmes non linéaires est maintenant bien maîtrisée à partir de l'utilisation de plusieurs instruments de mesures :

- L'analyseur de réseau vectoriel (ARV) [7] est l'appareil de mesure le plus répandu dans le domaine de la caractérisation des dispositifs microondes. Dans son utilisation classique, il sert à déterminer les paramètres [S] d'un dispositif actif ou passif. Son principe de mesure repose sur une architecture hétérodyne avec filtrage très sélectif permettant la mesure séquentielle du contenu spectral des rapports d'ondes en amplitude et en phase aux accès du dispositif sous test. Ce principe permet d'atteindre une dynamique de mesure très importante (>80 dBc).

- L'analyseur de réseaux vectoriel large signal (LSNA) [7, 111, 112], initialement développé par Agilent Technologies, propose une mesure des formes d'ondes temporelles aux accès du dispositif RF non linéaire. Il se différencie d'un ARV par sa technique d'acquisition des signaux RF. La conversion de fréquence du LSNA repose sur un sous échantillonnage harmonique qui se traduit par une compression / translation du spectre RF vers un spectre basse fréquence. La mesure simultanée d'un signal composé de plusieurs raies spectrales est alors possible bien qu'il soit davantage destinés aux mesures de composantes spectrales harmoniques. Un inconvénient majeur de l'utilisation du sous échantillonnage harmonique réside dans la difficulté de gestion des aspects d'aliasing pour de larges bandes d'analyse. La dynamique de cet instrument est de l'ordre de 60 dBc
- L'analyseur vectoriel de signaux (VSA) [33] est très répandu pour la modélisation système. Cet appareillage démodule le signal RF et fait l'acquisition temporelle du signal bande de base (enveloppe complexe). Sa dynamique est également de l'ordre de 60 dBc. Ce dispositif est généralement doté d'une seule entrée ne permettant donc pas l'acquisition simultanée des signaux en entrée et en sortie de l'amplificateur.

Ces trois types d'appareils de mesures sont disponibles au sein du laboratoire et réalisent aisément l'acquisition de la caractéristique CW d'un dispositif non linéaire. Cependant, dans la thèse de G. Nanfack Nkondem [33], l'auteur propose une comparaison de la mesure du gain CW d'un amplificateur à partir d'un VSA et d'un ARV et montre que ce dernier permet une mesure beaucoup plus précise. En effet, de part son principe de fonctionnement basé sur l'hétérodynage et un filtrage sélectif, l'atout majeur qu'apporte l'ARV, est la dynamique de mesure qu'il propose nous garantissant une forte immunité au bruit de mesure. Nous opterons donc pour une solution à partir d'un ARV.

4.1.2 Caractérisation de la mémoire BF

La seconde mesure que nous devons mettre en oeuvre doit permettre l'extraction des noyaux de la voie BF du modèle. Comme nous l'avons décrit dans le chapitre 3, ceci s'accomplit en excitant le dispositif avec un signal à faible indice de modulation constitué de deux ou trois tons. Nous allons exposer brièvement, à travers les deux paragraphes suivants, la problématique que cette mesure pose ainsi que la solution adoptée.

4.1.2.1 Mesure à partir de deux tons

Nous nous intéressons, ici, à un signal bi-tons. La première porteuse, de fréquence fixe égale à ω_0 choisie au centre de la bande et d'amplitude variable $|\hat{X}_0|$, est désignée comme

signal de pompe. Ses variations d'amplitude couvriront les zones linéaire et compressée de l'amplificateur. La seconde porteuse, a une fréquence $\omega_0 + \Omega$, avec Ω variable sur l'ensemble de la bande et une amplitude fixe qui reste très en recul par rapport au point de compression (de l'ordre de 30 à 40 dB). Cette composante spectrale doit, par principe, seulement perturber au première ordre l'état non linéaire de l'amplificateur. Le schéma de la Fig. 4.2 présente les caractéristiques à mesurer.

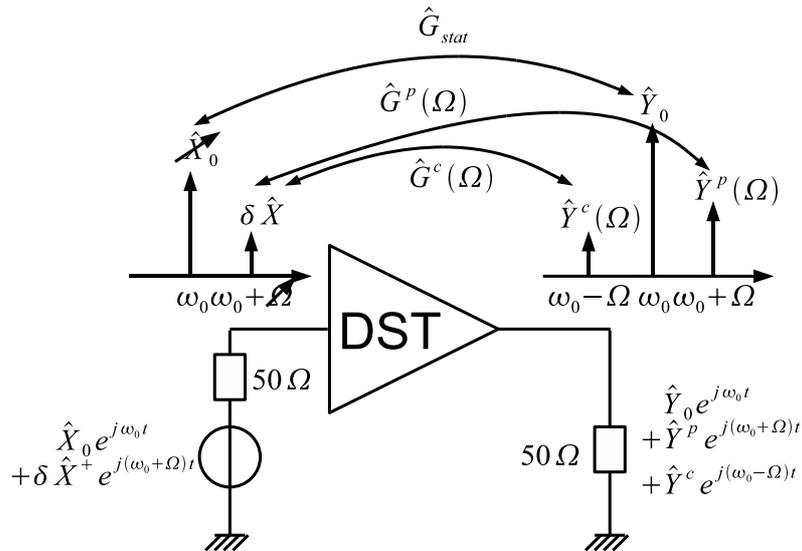


FIG. 4.2 – Principe de la mesure à partir d'un signal bi-porteuse

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, l'extraction des noyaux BF du modèle de Volterra modulé repose sur l'acquisition précise des modules et des phases des gains paramétrique et de conversion respectivement \hat{G}^p et \hat{G}^c (voir illustration Fig. 4.2) définis par les rapports suivants :

$$\begin{aligned} \hat{G}^p(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \frac{\hat{Y}^p(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\delta\hat{X}} \\ \hat{G}^c(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \frac{\hat{Y}^c(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\delta\hat{X}} \end{aligned} \quad (4.1)$$

La grande complexité de cette mesure réside principalement dans l'acquisition précise de la phase du gain de conversion \hat{G}^c . En effet, l'acquisition d'un rapport à deux fréquences différentes n'est pas directement identifiable à l'ARV puisque par nature cet instrument mesure successivement des rapports d'ondes de puissance à des fréquences identiques.

Pour palier cette difficulté, une architecture judicieuse basée sur un ARV en mode récepteur a été proposée par N. Le-Gallou [49, 11]. Le principe est rappelé sur la Fig. 4.3.

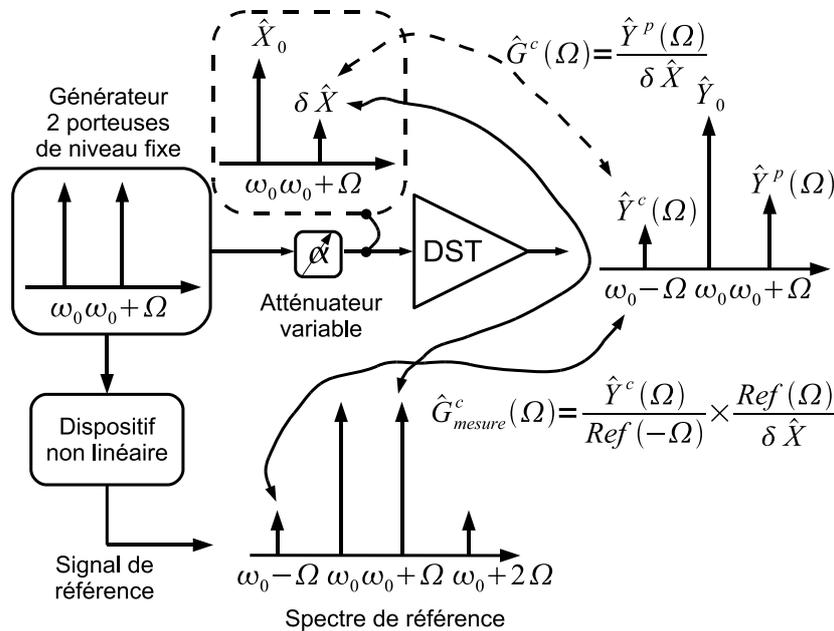


FIG. 4.3 – Principe de la mesure à partir de deux tons et d'un signal de référence

L'astuce de cette mesure repose sur la mise en oeuvre d'un signal de référence composé des mêmes portuses résultant par exemple de la sortie d'un dispositif amplificateur non linéaire. Ainsi chacune des composantes spectrales des signaux en entrée et sortie sont mesurées séquentiellement par rapport à ce spectre de référence. Comme le déphasage entre les raies du signal de référence aux fréquences $\omega_0 - \Omega$ et $\omega_0 + \Omega$ est inconnu, mais constant en fonction de la puissance du signal d'entrée du dispositif sous test (DST), on ne peut en déduire la variation relative du déphasage du gain de conversion en fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

Cette méthode a donné des résultats relativement satisfaisants. Cependant, elle n'est pas directe et assez lourde à mettre en oeuvre. De plus, on peut s'interroger sur ce que peut représenter la phase du gain de conversion pour les faibles niveaux du signal de pompe puisque l'amplitude de la raie issue de l'intermodulation, $\hat{Y}^c(|\hat{X}_0|, \Omega)$, est très faible voir inexistante. Il apparaît donc plus intéressant d'injecter explicitement une troisième raie à l'entrée à l'entrée de l'amplificateur, dont on va maîtriser l'amplitude et la phase relative aux deux autre raies. C'est ce que nous proposons dans le paragraphe suivant.

4.1.2.2 Mesure à partir de trois tons

Dans le chapitre 3, nous avons généralisé l'extraction des noyaux de la voie basse fréquence à partir d'un signal d'identification composé de trois tons dont le principe de mesure est rappelé sur le synoptique de la Fig. 4.4.

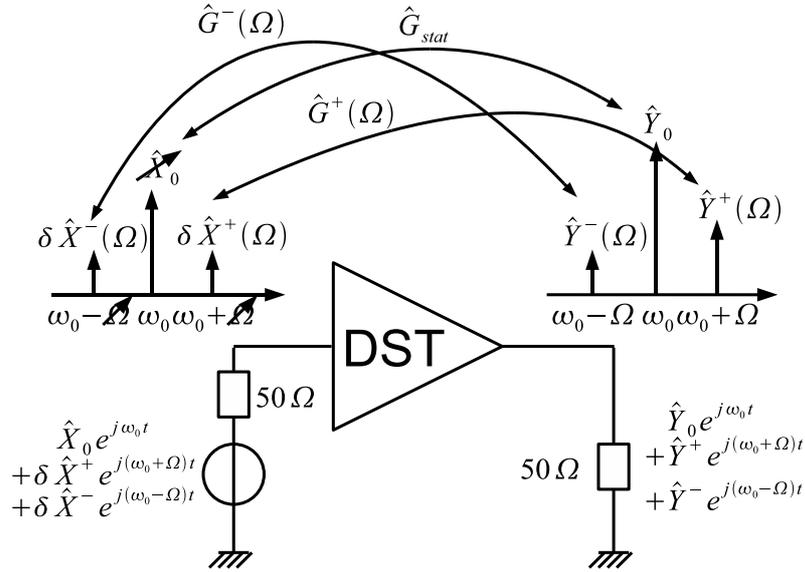


FIG. 4.4 – Principe de la mesure à partir d'un signal 3 tons

Ce signal d'excitation permet de s'affranchir de la difficulté d'identification du gain de conversion, puisqu'il engendre un signal de sortie dont les composantes sont à des fréquences identiques et par ailleurs, on maîtrise parfaitement les rapports de phase entre les raies d'entrée. Ceci facilite grandement la mesure puisque à chaque fréquence les rapports décrits ci-dessous peuvent être naturellement mesurés par l'instrument.

$$\begin{aligned} \hat{G}^+(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \frac{\hat{Y}^+(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\delta \hat{X}^+} \\ \hat{G}^-(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \frac{\hat{Y}^-(|\hat{X}_0|, \Omega)}{\delta \hat{X}^-} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Nous présentons sur la Fig. 4.5 les différentes contributions des gains G^p et G^c , résultant de la mesure deux tons, sur la réponse de l'amplificateur face à une excitation

de trois tons. Les contributions peuvent s'écrire comme ci-dessous :

$$\begin{aligned}\hat{Y}^+(\Omega) &= \hat{G}^p(\Omega) \cdot \delta\hat{X}^+(\Omega) + \hat{G}^c(-\Omega) \cdot \delta\hat{X}^-(\Omega) \\ \hat{Y}^-(\Omega) &= \hat{G}^p(-\Omega) \cdot \delta\hat{X}^-(\Omega) + \hat{G}^c(\Omega) \cdot \delta\hat{X}^+(\Omega)\end{aligned}\quad (4.3)$$

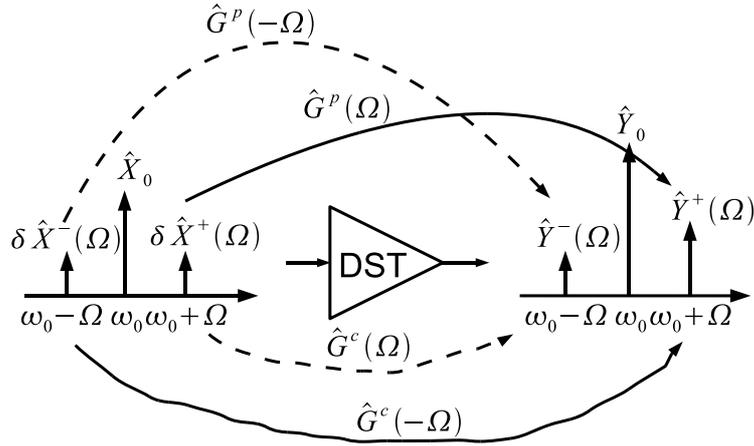


FIG. 4.5 – Contributions des gains paramétrique et de conversion

La mesure à l'ARV nous permet l'acquisition des quatre gains :

$$\begin{aligned}\hat{G}^+(\Omega) &= \frac{\hat{Y}^+(\Omega)}{\delta\hat{X}^+(\Omega)} & ; & \quad \hat{G}^-(\Omega) = \frac{\hat{Y}^-(\Omega)}{\delta\hat{X}^-(\Omega)} \\ \hat{G}^+(-\Omega) &= \frac{\hat{Y}^+(-\Omega)}{\delta\hat{X}^+(-\Omega)} & ; & \quad \hat{G}^-(-\Omega) = \frac{\hat{Y}^-(-\Omega)}{\delta\hat{X}^-(-\Omega)}\end{aligned}\quad (4.4)$$

Notons que les gains $G^+(-\Omega)$ et $G^-(-\Omega)$ correspondent au cas où sur la Fig. 4.5, la raie notée $\delta\hat{X}^+$ est placée à gauche de la raie centrale et inversement pour la raie $\delta\hat{X}^-$.

Nous pouvons alors partir des deux équations précédentes pour établir le système d'équation à quatre inconnues permettant l'identification des gains $G^c(\Omega)$ et $G^p(\Omega)$ et donc l'accès aux noyaux de Volterra dynamiques, pour tous les types de modèles évoqués dans ce travail.

$$\begin{bmatrix} 1 & \frac{\delta X^-(\Omega)}{\delta X^+(\Omega)} & 0 & 0 \\ 1 & \frac{\delta X^+(-\Omega)}{\delta X^-(-\Omega)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \frac{\delta X^+(\Omega)}{\delta X^-(\Omega)} \\ 0 & 0 & 1 & \frac{\delta X^-(-\Omega)}{\delta X^+(-\Omega)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G^p(\Omega) \\ G^c(-\Omega) \\ G^p(-\Omega) \\ G^c(\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G^+(\Omega) \\ G^-(-\Omega) \\ G^-(\Omega) \\ G^+(-\Omega) \end{bmatrix}\quad (4.5)$$

Ce système d'équations peut être résolu sans ambiguïté si, d'une part, l'on maîtrise les rapports de phase entre les raies d'entrée (c'est ce que nous ferons en utilisant le générateur de signal numérique), et d'autre, on choisit le rapport d'amplitude tels que les deux déterminants Δ_1 et Δ_2 ci-dessous sont nuls.

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= \frac{\delta\hat{X}^+(-\Omega)}{\delta\hat{X}^-(-\Omega)} - \frac{\delta\hat{X}^-(\Omega)}{\delta\hat{X}^+(\Omega)} \\ \Delta_2 &= \frac{\delta\hat{X}^-(-\Omega)}{\delta\hat{X}^+(-\Omega)} - \frac{\delta\hat{X}^+(\Omega)}{\delta\hat{X}^-(\Omega)}\end{aligned}\quad (4.6)$$

Dans la pratique, on choisit :

$$\begin{aligned}\delta\hat{X}^+(\Omega) &= \delta\hat{X}^+(-\Omega) = \delta\hat{X}^+ \\ \delta\hat{X}^-(\Omega) &= \delta\hat{X}^-(-\Omega) = \delta\hat{X}^-\end{aligned}\quad (4.7)$$

De telle sorte qu'il suffit de garantir :

$$\Delta_1 = -\Delta_2 = \frac{\delta\hat{X}^+}{\delta\hat{X}^-} - \frac{\delta\hat{X}^-}{\delta\hat{X}^+} \neq 0 \Rightarrow \delta\hat{X}^+ \neq \delta\hat{X}^- \quad (4.8)$$

Le meilleur conditionnement du système étant obtenu pour des raies petit signal equi-amplitudes et en quadrature, c.a.d :

$$\begin{aligned}|\delta\hat{X}^+| &= |\delta\hat{X}^-| \\ \frac{\delta\hat{X}^+}{\delta\hat{X}^-} &= e^{j\frac{\pi}{2}}\end{aligned}\quad (4.9)$$

On comprend alors beaucoup mieux l'intérêt de la formulation au chapitre 2 d'une identification de la voie BF à partir d'un signal composé de trois tons. Si l'augmentation induite par le degré de liberté supplémentaire que représente la troisième raie d'excitation n'était pas justifiée pour une extraction réalisée par simulation circuit, car dans ce cas, on accède directement aux phases des raies de sortie. Du fait que la mesure physique ne donne accès qu'aux différences de phase entrée/sortie, la troisième raie permet de lever l'indétermination au travers de l'équation (4.5). Il s'agira donc d'utiliser l'ARV en mode « récepteur » et de mesurer successivement les rapports d'ondes fréquence par fréquence pour toutes les variations de niveau du signal de pompe.

4.2 Configuration des bancs de mesures

Cette partie est dédiée à la présentation de deux bancs de mesure que nous avons mis en place. Le premier banc, basé sur l'utilisation d'un ARV, est dédié à la mesure mono-porteuse et trois tons. L'ARV n'étant pas l'instrument approprié à la mesure de signaux ayant des formats de modulation complexes, un second banc de mesure des formes temporelles d'enveloppes complexes sera présenté afin de pouvoir valider le modèle d'amplificateur en présence de signaux modulés permettant également dans une seconde étape la validation des capacités de linéarisation de notre prédistorteur.

4.2.1 Configuration du banc de mesures dédié à l'extraction d'un modèle de Volterra modulé trois noyaux FF

Sur la base des remarques des paragraphes précédents, nous allons ici présenter le banc de mesures fréquentielles que nous avons mis en place pouvant être indifféremment utilisé pour la caractérisation CW ou trois tons.

Le banc de mesure monté est présente sur le synoptique global de la Fig. 4.6. Il est constitué simplement d'un générateur vectoriel de signaux, générant un signal modulé RF suivant le format I/Q, et d'un ARV mesurant les rapports d'ondes aux accès de l'amplificateur par l'intermédiaire de coupleurs. La cohérence de phase entre les différents accès est assurée par un signal de synchronisation à 10 MHz commun à l'analyseur et au générateur de signaux. Le banc de mesure a été entièrement automatisé à l'aide du logiciel LabView de National Instrument par l'intermédiaire d'une interface GPIB.

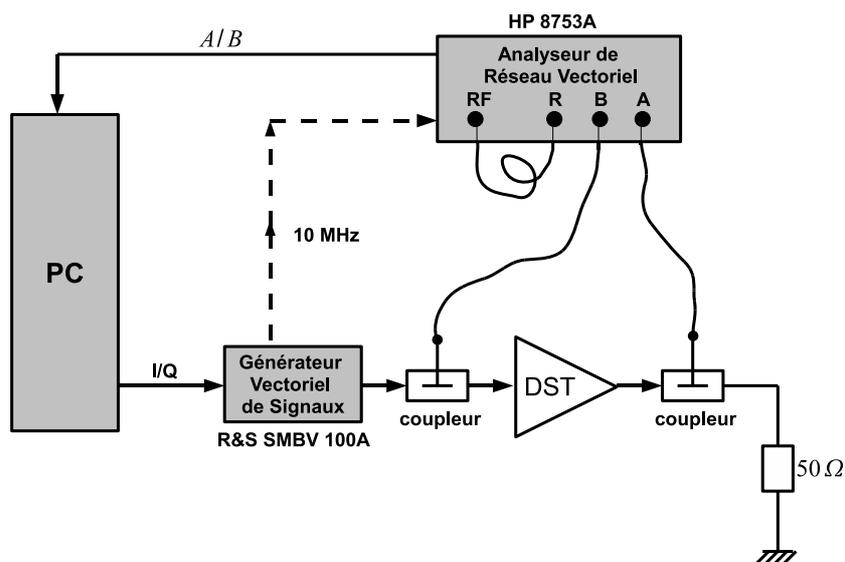


FIG. 4.6 – Synoptique général du banc de mesure dédié à l'extraction

4.2.1.1 Description du générateur de signaux modulé

Le signal RF est généré en utilisant un générateur vectoriel de signaux (VSG) SMBV100A, de la société Rohde et Schwarz et dont les spécifications techniques sont détaillées en référence [113].

L'intérêt principal de ce type de générateur est de pouvoir contrôler très précisément les différences de phase entre chaque raies composants le spectre du signal RF. En effet celui-ci est pré-calculé numériquement par le PC sous la forme de deux trames I et Q qui sont téléchargées, par l'intermédiaire d'une interface GPIB, dans les mémoires du VSG d'une capacité maximale de 32 M échantillons. Une conversion numérique/analogique sur 16 bits génère les trames I/Q analogiques qui viennent moduler par une porteuse RF à ω_0 comprise entre 9 kHz et 6 GHz. La bande maximale de modulation est de 60 MHz. Enfin, ce signal RF traverse un atténuateur programmable et un amplificateur linéaire permettant de fournir une puissance de sortie maximum de 18 dBm. La Fig. 4.7 schématise les différentes étapes internes du générateur.

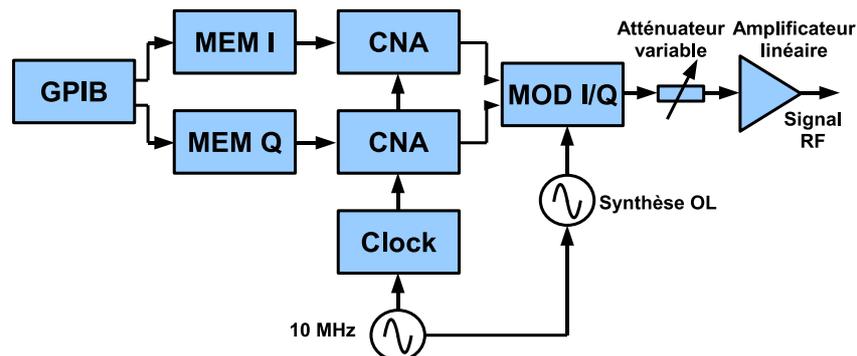


FIG. 4.7 – Structure interne simplifiée du générateur

4.2.1.2 Description de l'analyseur de réseau vectoriel

L'ARV HP 8753A, de la société Agilent Technologies (Hewlett Packard), qui couvre une bande de 300 KHz à 3 GHz, est utilisé pour mesurer les rapports d'ondes.

Comme nous l'avons précisé auparavant, l'ARV n'est pas utilisé dans son mode de fonctionnement traditionnel de mesure de paramètres $[S]$ mais en mode dit « récepteur ». Ce mode permet d'utiliser l'appareil avec un signal de test composé d'un nombre arbitraire de composante purement sinusoïdale. L'ARV réalise alors l'analyse successive de rapports d'ondes aux différentes composantes du signal séquentiellement et indépendamment les unes des autres en se synchronisant uniquement sur un signal sinusoïdal de référence à la

noté R . Ce signal sert de référence de phase pour les analyses futures et a toujours un niveau suffisant pour assurer le verrouillage en phase. Les deux autres voies de mesures sont connectées à l'entrée et la sortie du dispositif sous test (DST). Les signaux ainsi mesurés s'écrivent comme ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 R(t) &= |R| \cdot \cos(\omega_{test}t + \phi_{REF}) \\
 A(t) &= |A| \cdot \cos(\omega_{test}t + \phi_A) \\
 B(t) &= |B| \cdot \cos(\omega_{test}t + \phi_B) \\
 \text{avec} \quad \omega_{test} &= 2\pi f_{test}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Le principe de l'ARV est de traduire le signal à mesurer vers une basse fréquence fixe notée f_I , puis de filtrer le signal résultant avec un filtre très sélectif permettant d'obtenir une forte dynamique. Par simplicité, nous allons considérer que la translation au niveau FI s'effectue à partir d'un mélange avec un signal d'oscillateur local (OL) de fréquence noté f_{OL} et de phase ϕ_{OL} . Afin de traduire les signaux à mesurer vers la FI, la fréquence de mélange f_{OL} varie selon la fréquence que l'on désire mesurer et est égale à $f_{test} - f_I$. Le signal OL est généré par un VTO, acronyme de Voltage Tuned Oscillator. La tension de contrôle provient du résultat de la comparaison de phase entre un oscillateur à la fréquence FI, synchronisé avec le générateur externe de signaux VSG, et le signal filtré de la voie de référence R_{filtre} . Ainsi la différence de phase entre le signal d'OL RF et le signal mesuré de référence reste constante dans le temps $\phi_{OL} - \phi_{REF} = \phi_0 = cte$. A ce stade, tous les signaux à mesurer sont synchrones avec le signal de référence. Les signaux filtrés de chaque voie s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 R_{filtre}(t) &= |R| \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_{REF} - \phi_{OL}) \\
 A_{filtre}(t) &= |A| \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_A - \phi_{OL}) \\
 B_{filtre}(t) &= |B| \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_B - \phi_{OL}) \\
 \text{avec} \quad \omega_{fi} &= 2\pi f_I
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Enfin, l'ARV mesure successivement les rapports d'ondes complexes des signaux filtrés

A/R , B/R et enfin le rapport final A/B . On obtient donc les signaux suivant :

$$\begin{aligned}\frac{A(t)}{R(t)} &= \frac{|A|}{|R|} \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_A - \phi_{REF}) \\ \frac{B(t)}{R(t)} &= \frac{|A|}{|R|} \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_A - \phi_{REF}) \\ \frac{B(t)}{A(t)} &= \frac{|B|}{|A|} \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_B - \phi_{REF} - \phi_A + \phi_{REF}) \\ &= \frac{|B|}{|A|} \cdot \cos(\omega_{fi}t + \phi_B - \phi_A)\end{aligned}\tag{4.12}$$

En résumé, on connaît les relations de phase entre les trois tons générés par le générateur vectoriel de signaux. On mesure les rapports d'ondes séquentiellement fréquence par fréquence avec l'ARV en mode dit « récepteur ». Ce fonctionnement est donc très bien adapté aux deux mesures que nous souhaitons réaliser.

De plus, l'ARV permet une mesure précise de la puissance à chaque fréquence, ceci nous permet après avoir étalonné les blocs passifs du banc (câbles et coupleurs) à partir de leurs paramètres de transmission (S_{21}), de revenir dans les plans d'entrée et de sortie du dispositif sous test.

4.2.2 Configuration du banc de mesures dédié à la validation

Afin de valider le modèle d'amplificateur, nous allons comparer les signaux prédis par le modèle et mesurés lorsque l'amplificateur est excité par des signaux de communications numériques. Cependant, le principe de fonctionnement d'un ARV ne permet pas la mesure d'enveloppes complexes donc, nous allons mettre en oeuvre un second banc afin de mesurer l'enveloppe temporelle du signal de sortie de l'amplificateur.

4.2.2.1 Description du banc de mesure

Ce banc est composé du même générateur VSG et de l'analyseur de signaux vectoriel VSA ZVL de la société Rohde et Schwarz [114]. Tous deux sont synchronisés par un signal de référence commun à 10 MHz. Le synoptique du banc de mesure est donné sur la Fig 4.9 et est automatisé par l'intermédiaire des logiciels LabView et Matlab.

4.2.2.2 Description de l'analyseur de signaux vectoriel

L'analyseur peut mesurer les signaux RF variant entre 20 Hz et 6 GHz. Un atténuateur en entrée permet d'adapter la plage de variation du signal d'entrée à la dynamique du

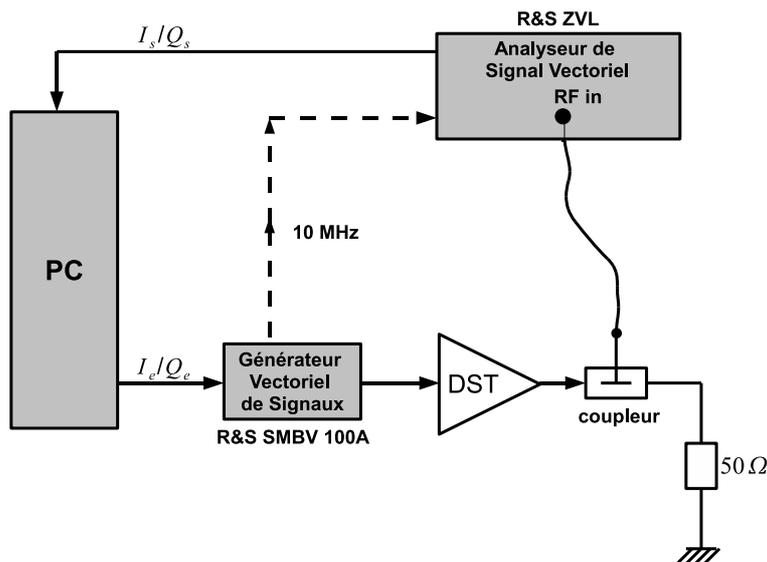


FIG. 4.9 – Synoptique général du banc de mesure d’enveloppes temporelles

mélangeur d’entrée. Le signal RF est translaté à la fréquence FI puis filtré par un filtre passe bande déterminant la bande d’analyse. La bande d’analyse maximale est de 28 MHz. Un convertisseur analogique/numérique échantillonne le signal FI à une fréquence fixe de 65,83 MHz. La résolution du convertisseur est de 14 bits. Le signal numérique est converti en bande de base, filtré et rééchantillonné à une fréquence d’échantillonnage adaptée au signal de mesure. Un filtre de décimation est utilisé permettant ainsi de réduire la fréquence d’échantillonnage dans une bande de 10 KHz à 65,83 MHz, par pas de 0,1 Hz. Ceci permet de fixer l’acquisition des signaux à la fréquence d’échantillonnage désirée, généralement la même que celle du générateur. Les données I et Q résultant de ce traitement sont stockées dans les mémoires I et Q de 512000 échantillons puis envoyées vers le port GPIB. Un synoptique du traitement en FI est donné sur la Fig. 4.10.

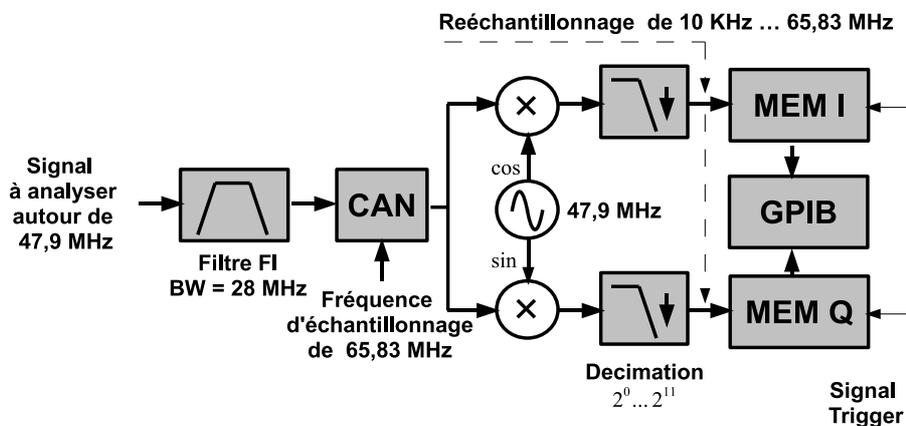


FIG. 4.10 – Synoptique de la partie démodulation de l’analyseur de signaux vectoriel ZVL

4.2.2.3 Description de la mesure

La trame d'entrée I_e/Q_e du signal modulé est téléchargée dans le VSG. Le signal RF modulé est envoyé vers l'entrée de l'amplificateur. Le VSA démodule le signal RF mesuré en sortie de l'amplificateur et renvoie après conversion analogique/numérique le résultat de la trame I_s/Q_s numérique vers le PC pour analyse, par l'intermédiaire de l'interface GPIB.

L'analyseur VSA possède une entrée unique d'analyse rendant impossible une mesure simultanée des trames représentant l'enveloppe complexe d'entrée $[I_e/Q_e]$ et de sortie $[I_s/Q_s]$. La mesure de la trame de sortie s'effectue donc à un instant indéterminé par rapport au signal généré en entrée. Une procédure de synchronisation logicielle est donc nécessaire.

Plusieurs techniques de synchronisation des enveloppes complexes d'un signal dont l'acquisition est faite à deux instants différents ont été développées [104, 115]. De manière générale, ces méthodes utilisent l'inter-corrélation temporelle ou fréquentielle. Les mesures étant discrétisées en temps, avec l'inter-corrélation temporelle, le retard ne peut être estimé qu'avec une précision optimale T_e où T_e représente la période d'échantillonnage. A l'opposé, les techniques basées sur l'inter-corrélation fréquentielle [115] permettent d'estimer le retard avec une précision plus importante. Nous allons donc utiliser une technique fréquentielle s'inspirant de [115], largement expliquée en [33, 116] et que l'on peut également retrouver dans [112].

4.3 Application à la caractérisation d'un amplificateur

4.3.1 Présentation de l'amplificateur à modéliser

L'amplificateur de test a été développé à partir d'un transistor Eudyna FET FLU17XM de technologie GaAS polarisé à $V_{GS0} = -1,7V$ et $V_{DS0} = 7V$. L'amplificateur a été conçu pour opérer à la fréquence centrale de 1,44 GHz, avec un gain linéaire d'approximativement 10 dB, et un point de compression de gain à 1 dB d'environ 13 dBm. Les caractéristiques statiques de cet amplificateur sont représentées sur la Fig. 4.11 en fonction de la puissance d'entrée notée P_e .

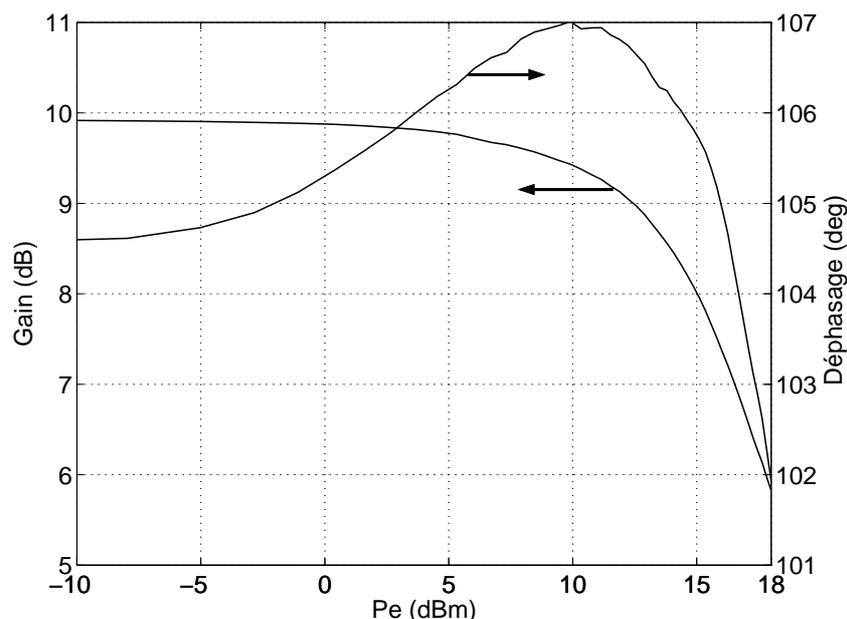


FIG. 4.11 – Caractéristique statique de l'amplificateur de test

4.3.2 Mesure des caractéristiques de l'amplificateur

4.3.2.1 Caractérisation CW

A partir du banc de mesure que nous avons présenté précédemment, nous allons caractériser l'amplificateur sur une bande de 20MHz ($\pm 10\text{MHz}$) autour de la fréquence centrale de $1,44\text{GHz}$. La caractérisation se fera de la zone linéaire jusqu'en zone saturée à une puissance d'entrée maximale de 17dBm . Le générateur est configuré de telle sorte que nous laissons fixe la puissance RF de l'oscillateur local à 18dBm et nous faisons varier la puissance et la fréquence du signal d'enveloppe (signal IQ). Sur la Fig. 4.12, nous présentons le réseau de courbes de gain en puissance mesuré paramétré en fréquence d'enveloppe notée Ω . Nous constatons alors une très faible ondulation du gain dans la bande et une compression de gain de $3,5\text{dB}$ à la puissance d'entrée de 17dBm .

4.3.2.2 Caractérisation trois tons

La mesure à partir d'un signal composé de trois tons s'effectue sur le même banc de mesure. De manière identique à la mesure CW, on fixe la puissance de l'oscillateur local RF du modulateur et nous faisons varier l'amplitude et la fréquence du signal d'enveloppe. L'amplitude du signal de pompe varie de façon à caractériser l'amplificateur sur toute sa plage de fonctionnement tandis que les tons de faible amplitude restent à un niveau fixe de puissance égale à -23dBm et -13dBm soit respectivement une atténuation de -40dB et -30dB par rapport au signal maximum de pompe. L'écart de fréquence Ω varie de $\pm 10\text{KHz}$ à $\pm 10\text{MHz}$. Pour illustration, la Fig. 4.13 propose quelques courbes

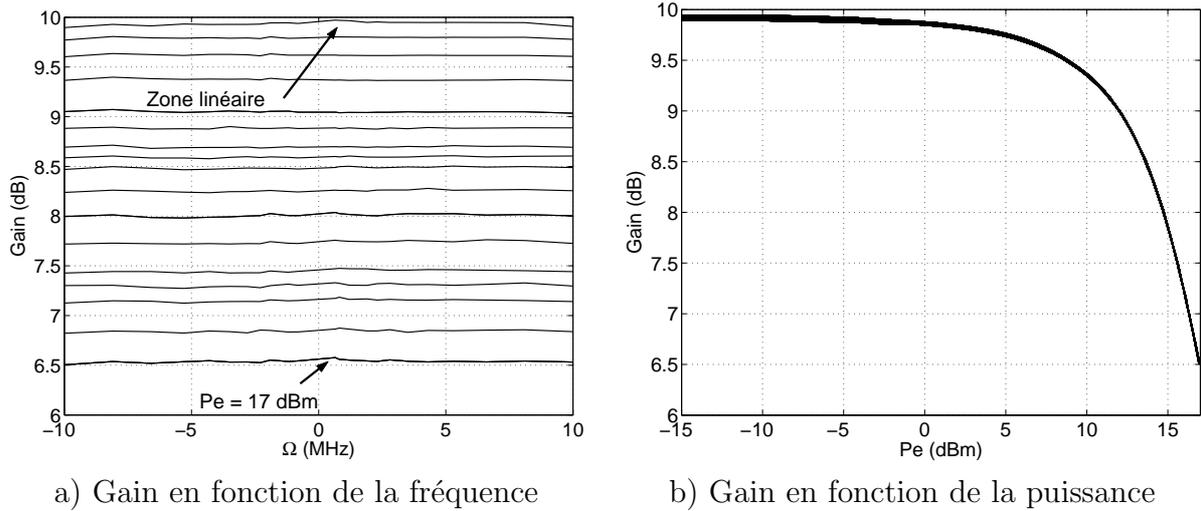


FIG. 4.12 – Gain en fonction de la fréquence d'enveloppe et en fonction de la puissance d'entrée

représentatives des gains petit-signal pompés mesurés (module et phase), \hat{G}^+ et \hat{G}^- , en fonction de l'écart de fréquence pour quatre puissances de pompe s'échelonnant de la zone linéaire à la zone de saturation.

Dans la zone linéaire (-16 dBm), les deux gains petit-signal pompés restent constants sur l'ensemble de la bande de fréquence puisque les effets de mémoire ne sont pas stimulés. A moyennes et fortes puissances de pompe, les gains changent de manière importante avec l'écart de fréquence (jusqu'à 20 dB d'ondulation), et spécialement lorsque les deux tons se rapprochent. On observe des résonances caractéristiques des effets de mémoire BF (mémoire à long terme), certainement due au circuit de polarisation ou aux effets thermiques.

A titre de seconde illustration, sur la Fig. 4.14, nous proposons ces mêmes caractéristiques de gain petit-signal pompés en fonction de la puissance de pompe pour différents écarts de fréquence. De nouveau, on aperçoit, sous un autre angle de vue, la forte dispersion des gains petit-signal pompés, images des phénomènes dispersifs BF contenus dans l'amplificateur, apparaissant à moyen et fort niveau de la pompe. De plus, l'entrelacement de ces courbes montrent la complexité des phénomènes non linéaires mis en jeu.

A partir de la résolution du système d'équations (4.5), sur la Fig. 4.15, nous proposons les caractéristiques du gain paramétrique \hat{G}^p et du gain de conversion \hat{G}^c en fonction de la puissance du signal de pompe.

Malgré l'acquisition précise des gains petit-signal pompés, le transfert vers le gain

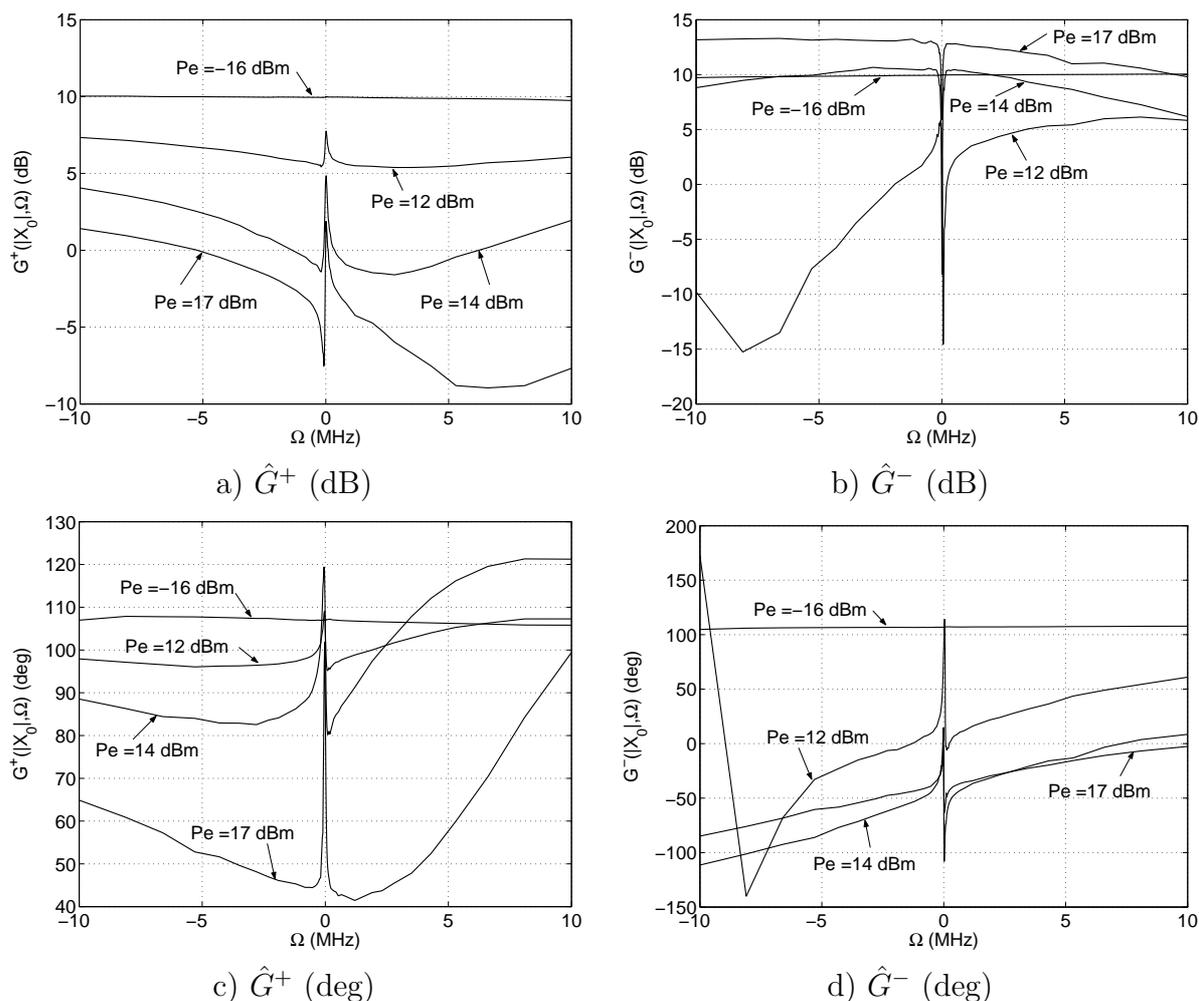


FIG. 4.13 – Caractéristiques des gains petit-signal pompés \hat{G}^+ et \hat{G}^- en fonction de l'écart de fréquence Ω pour différentes puissances de pompe

de conversion laisse apparaître quelques erreurs de mesure pour les faibles niveaux de puissances de la pompe. Idéalement, le gain de conversion doit tendre vers une valeur nulle à mesure que la puissance de pompe diminue. Ici, on remarque un effet de seuil de la mesure du gain de conversion pour les faibles niveaux. Cet effet est probablement due à la dynamique de mesure, et aussi à un conditionnement insuffisant du système d'extraction (4.5), car les mesures n'ont pas été effectuées avec le conditionnement optimal défini par (4.9). Nous avons donc certainement des marges d'amélioration en considérant des mesures avec des petits signaux en quadrature comme indiqué par (4.5).

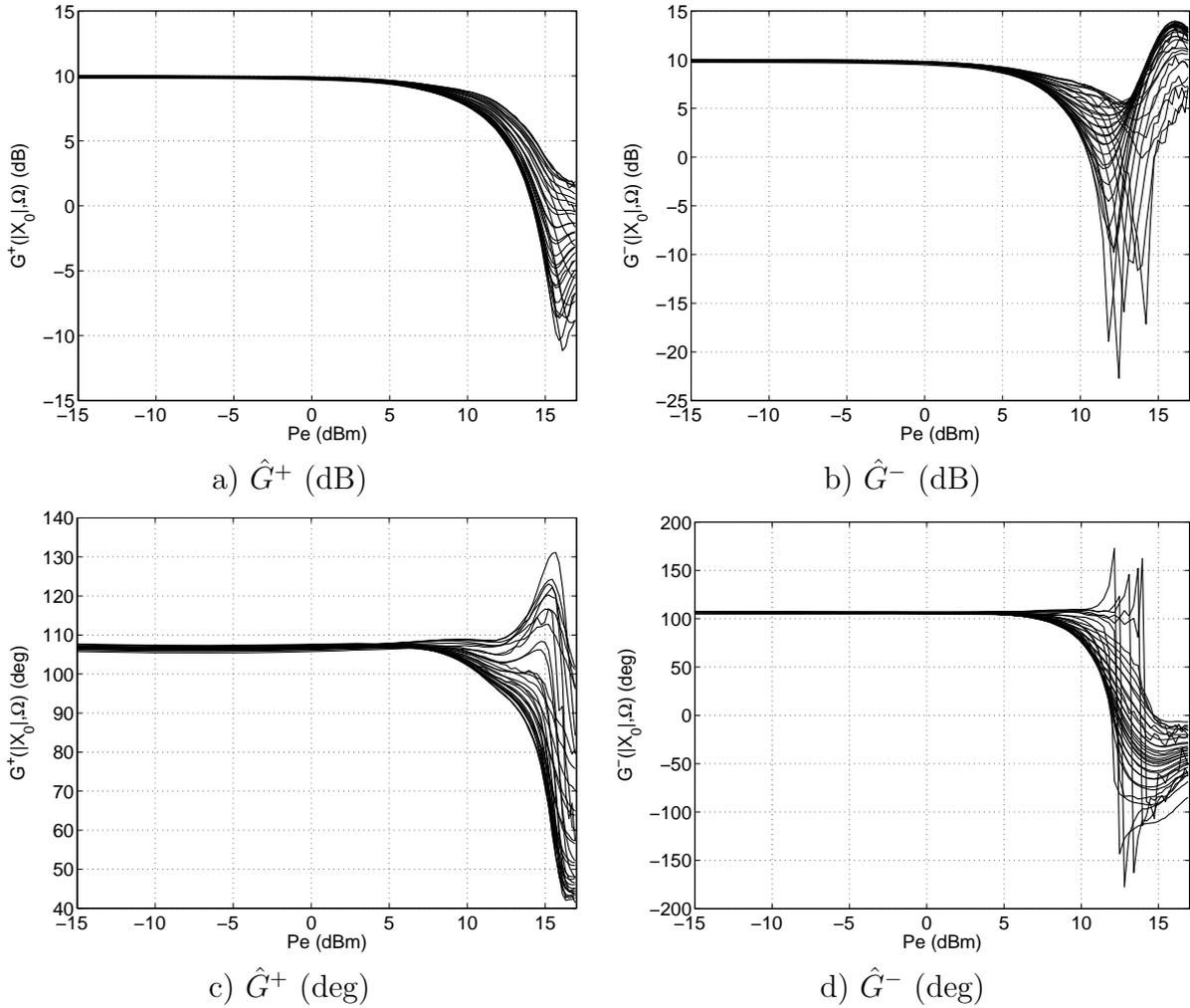


FIG. 4.14 – Caractéristiques des gains petit-signal pompés \hat{G}^+ et \hat{G}^- en fonction de la puissance de pompe pour différents écarts de fréquence Ω

4.3.3 Comparaison entre les résultats expérimentaux et simulés

A partir des mesures réalisées, nous allons, dans ce paragraphe, évaluer les capacités du modèle de Volterra modulé à trois noyaux FF, à reproduire le comportement de l'amplificateur en présence de différentes excitations. Après l'extraction de tous les noyaux, une approximation de chaque noyau est effectuée suivant les techniques du chapitre 3. Pour les noyaux BF, nous constatons que la décomposition en fonctions séparables nécessite 2 à 3 fonctions de base (K) et un nombre maximum de filtre $N = 10$. Du fait de sa faible dispersion fréquentielle, nous avons choisi de représenter le noyau HF par une simple fonction statique.

Afin de valider les mesures et de constater les potentialités du modèle concernant la prédiction des effets de mémoire basse fréquence, une comparaison entre les résultats obtenus à partir de signaux de test de type bi-porteuses équiamplitude a été réalisée.

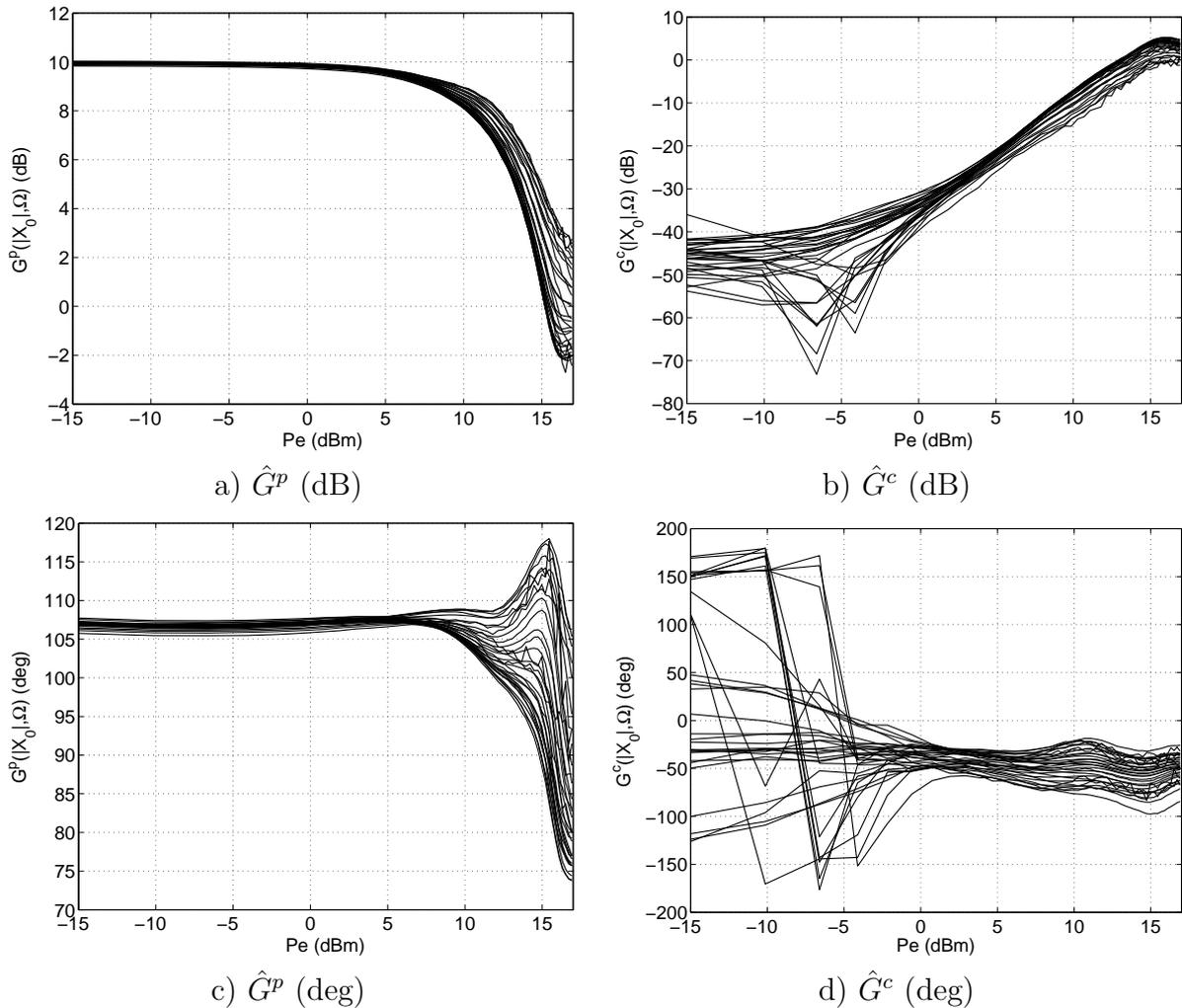


FIG. 4.15 – Caractéristiques des gains paramétrique et de conversion pompés \hat{G}^p et \hat{G}^c en fonction de la puissance de pompe pour différents écarts de fréquence Ω

La Fig. 4.16 montre une comparaison des valeurs de C/I3 obtenues expérimentalement et par excitation du modèle pour des écarts de fréquences allant de 10 KHz à 4 MHz.

Les caractéristiques de C/I3 font apparaître une influence des effets BF pour toutes les puissances d'entrées avec une ondulation de plus de 5 dB sur la bande testée. Ces résultats montrent une bonne concordance entre les caractéristiques de C/I3 mesurés et celles prédites par le modèle. Nous constatons également que le modèle est très stable, en comparaison avec les modèles extraits à partir de l'échelon d'Heavyside [42, 12]. En effet, dans notre cas, en profitant de la dynamique élevée de l'ARV, les mesures sont très « propres » et ne nécessitent aucune procédure de débruitage.

La seconde validation est réalisée sur un signal de test de type 16 QAM avec un filtrage RRC (Roll-off = 0,22) de 1,25 MHz de bande. La Fig. 4.17 présente une com-

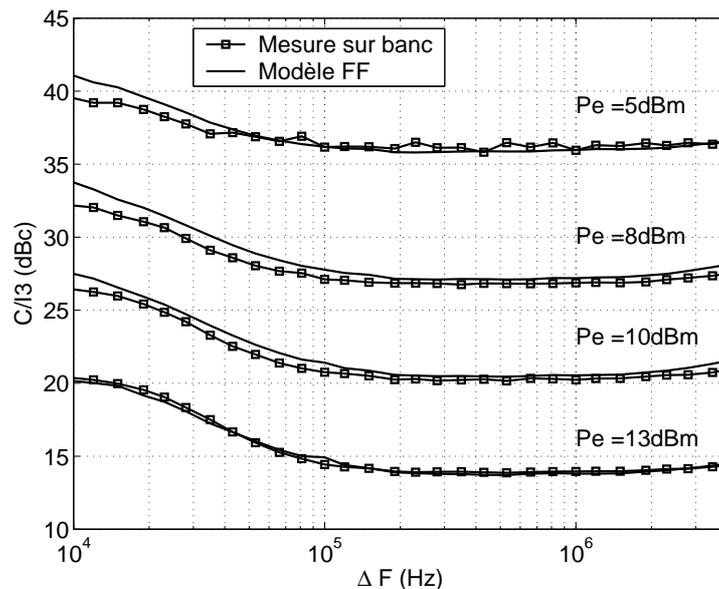


FIG. 4.16 – C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence

paraison d'ACPR et d'EQM (Erreur Quadratique Moyenne sur la forme d'onde) entre le modèle statique et le nouveau modèle. Nous constatons que la prise en compte des phénomènes de mémoire par le nouveau modèle permet de reproduire assez fidèlement les mesures expérimentales, avec une amélioration de plusieurs dB par rapport au modèle sans mémoire. En effet, la prédiction des remontées spectrales dans les canaux adjacents est améliorée d'environ 5 dB à forte puissance et l'EQM a diminué de près de la moitié 50%.

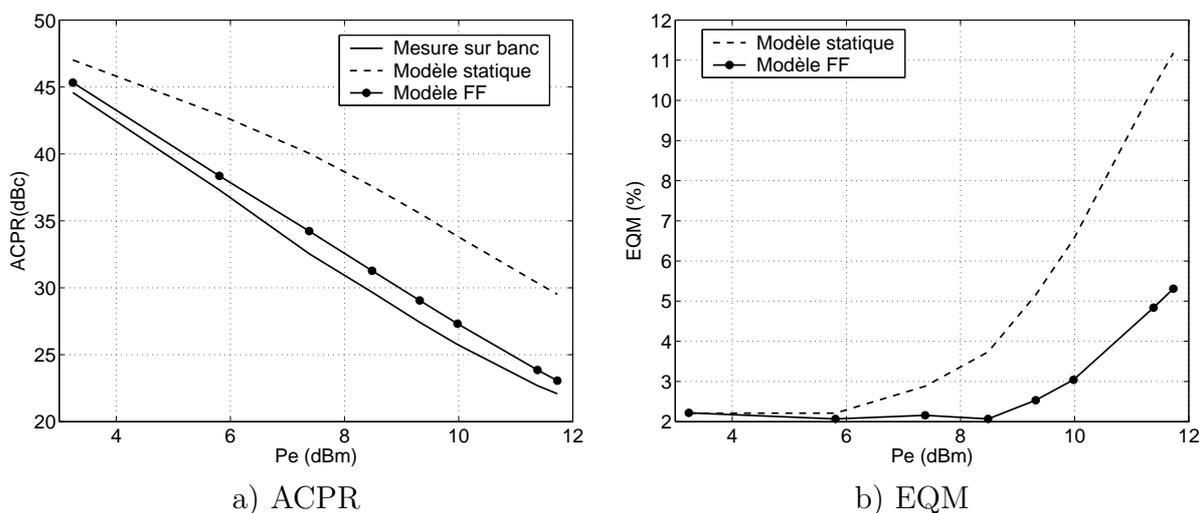


FIG. 4.17 – Comparaison ACPR et EQM en fonction de la puissance moyenne d'entrée

La dernière expérience menée propose d'exciter l'amplificateur avec un signal W-CDMA de bande égale à 3,84 MHz. La Fig. 4.18 présente une comparaison de l'ACPR et de l'EQM pour le modèle statique et le nouveau modèle. Nous notons encore l'apport

important du nouveau modèle par rapport au modèle statique pour l'estimation des remontées spectrales, notamment pour les puissances moyennes situées entre 5 et 12 dBm. L'erreur quadratique moyenne est améliorée de 25% par rapport au modèle statique.

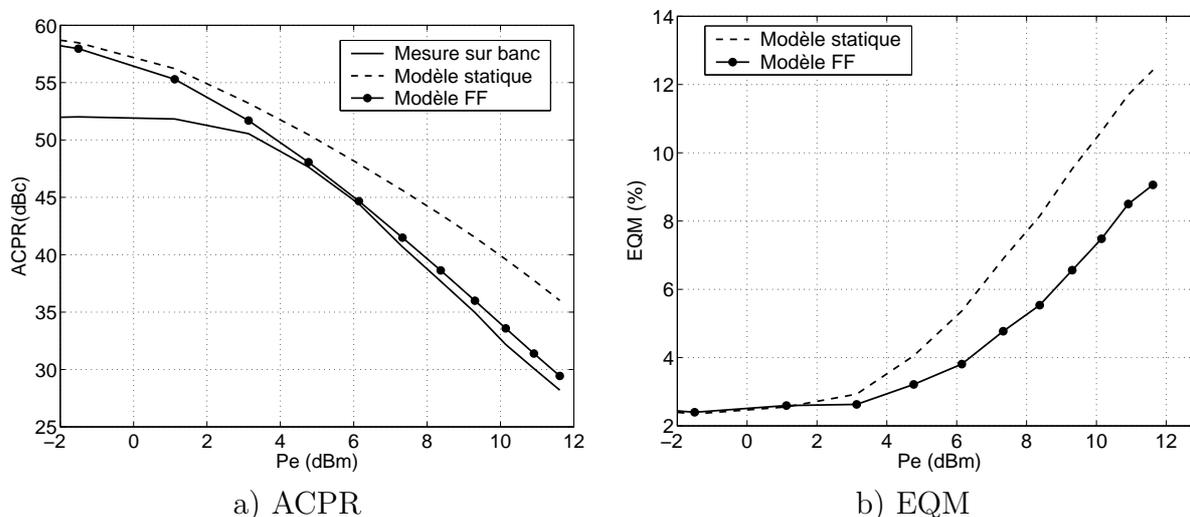


FIG. 4.18 – Comparaison ACPR en fonction de la puissance moyenne d'entrée

Les résultats de modélisation sur cet amplificateur ont montré les capacités de prédiction des phénomènes non linéaires dynamiques du modèle de Volterra 3 noyaux pour différentes classes de signaux. Nous pouvons constater que pour cet amplificateur, la bonne prise en compte de la mémoire BF permet une amélioration visible des prédictions. Cependant, dans nos comparaisons, nous avons supposé une chaîne d'émission linéaire. En effet, lorsque nous calculons la réponse du modèle, nous supposons le signal I/Q issue du PC et non pas celui en entrée de l'amplificateur. Compte tenu de ces quelques résultats probants, nous allons utiliser cette base de mesures afin de synthétiser un prédistorteur numérique.

4.4 Compensation des effets de mémoire

Dans le paragraphe précédent, nous avons caractérisé un amplificateur non linéaire présentant des effets de mémoire BF importants. Nous avons mis au point un modèle permettant de prédire assez précisément les réponses de l'amplificateur pour différents types de signaux. Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser à la mise au point d'un prédistorteur numérique permettant la linéarisation de cet amplificateur. A partir des mesures réalisées et de la méthode proposée au chapitre 3, nous avons extrait les noyaux puis les coefficients du modèle de Volterra appliqué au prédistorteur. Le nombre de fonctions de base (K) obtenue est de 2 pour les 2 noyaux BF et le nombre maximum

de filtre égal à 10. Compte tenu du temps imparti et des moyens dont nous disposons, le prédistorteur résultant n'a pas été implémenté dans une architecture matérielle de types DSP ou FPGA, la prédistorsion du signal d'entrée est réalisée directement sous Matlab. Le signal I/Q est alors téléchargé dans les mémoires du générateur vectoriel de signaux. Le signal RF modulé est envoyé vers l'entrée de l'amplificateur.

Le premier test de l'amplificateur linéarisé que nous avons effectué concerne la réponse à un signal bi-porteuse équi-amplitude. Ce test permet de juger de la capacité du prédistorteur à compenser les effets de mémoire BF. Nous avons observé sur la Fig. 4.16, montrant le C/I3 de l'amplificateur de puissance en fonction de l'écart de fréquence que la mémoire BF présente des effets importants dans une bande de fréquence de battement de 4 MHz (variation de C/I de 5 dB). Sur la Fig. 4.19, nous proposons ainsi les mesures du C/I3 gauche et droit en fonction de la puissance de sortie moyenne, pour cet écart de fréquence de 4 MHz, dans les trois cas suivants : amplificateur seul, amplificateur compensé par un prédistorteur statique puis amplificateur compensé par le prédistorteur de Volterra.

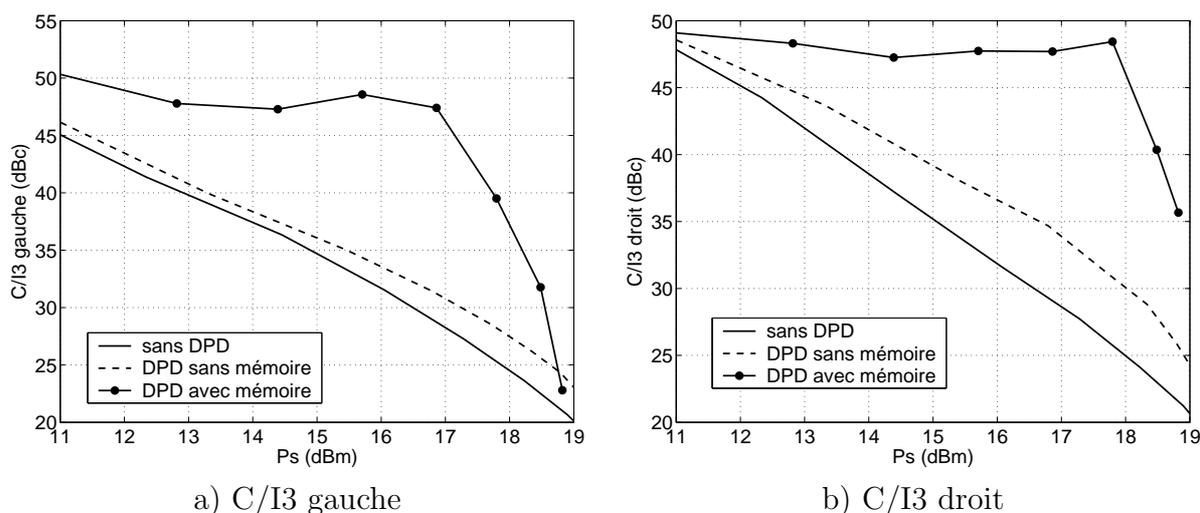


FIG. 4.19 – Comparaison C/I3 gauche et droit en fonction de la puissance moyenne de sortie

Nous constatons que l'amplificateur possède une faible dissymétrie des intermodulations à basse puissance. La figure montre que le prédistorteur sans mémoire ne limite que très faiblement les remontées spectrales, ceci, sur toute la gamme de puissance de sortie. Par contre, la prise en compte des effets de mémoire par le prédistorteur de Volterra permet une atténuation des C/I3 très importante, avec un pic de 23 dB pour une puissance de sortie moyenne d'environ 18 dBm. Cette caractérisation expérimentale ce que nous avons déjà observé par simulation circuit, à savoir l'importance de la prise

en compte des effets de mémoire BF dans la prédistorsion.

Le deuxième signal de test que nous avons considéré est une modulation 16 QAM filtré (Roll-off de 0,22) de PAR égal à 6 dB. La Fig. 4.20 montre les caractéristiques d'ACPR gauche et droit pour les trois configurations d'étude, pour une largeur de bande de modulation de 125 KHz. Nous constatons alors une réduction maximale d'ACPR atteignant les 12 dB avec le prédistorteur de Volterra alors que celui sans mémoire ne propose au mieux qu'une réduction de 4 dB. On en déduit alors que, même pour ce débit symbole, les phénomènes de mémoire sont déjà importants (Fig. 4.16).

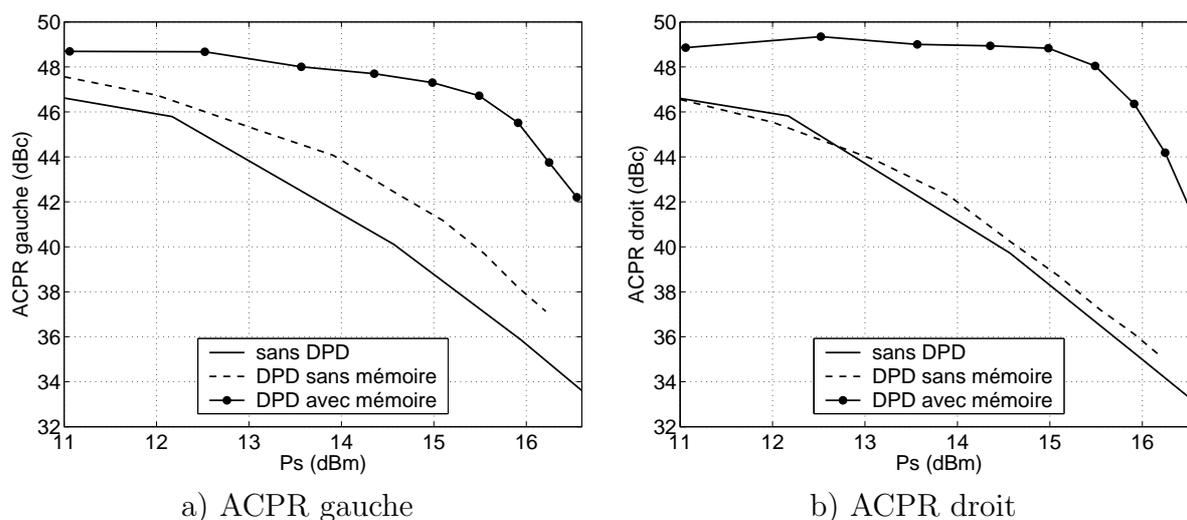


FIG. 4.20 – ACPR gauche et droit pour un signal 16 QAM de 125 KHz de bande

La Fig. 4.21 montre les caractéristiques d'ACPR (gauche et droit) et d'EVM, cette fois ci pour une largeur de bande de modulation dix fois plus importante égale à 1,25 MHz. De nouveau, le prédistorteur à mémoire permet une réduction supérieure des remontées spectrales, jusqu'à 10 dB. Cependant, pour les fortes puissances, l'atténuation des remontées obtenues est moindre que pour le débit symbole précédent. La caractéristique d'EVM montre quant à elle une réduction pouvant atteindre 25% alors que le prédistorteur sans mémoire n'améliore pas ce critère de linéarité.

Enfin, le dernier signal de test que nous avons considéré est une modulation à 2 canaux 16 QAM de largeur de bande respective égal à 1,25 MHz. Nous présentons sur la Fig. 4.22 une comparaison des ACPRs dans le cas où l'amplificateur est seul et avec prédistorteur de Volterra. L'atténuation des remontées spectrales est plus faible qu'avec les signaux précédents, mais on atteint tout de même une atténuation maximale de 10 dB.

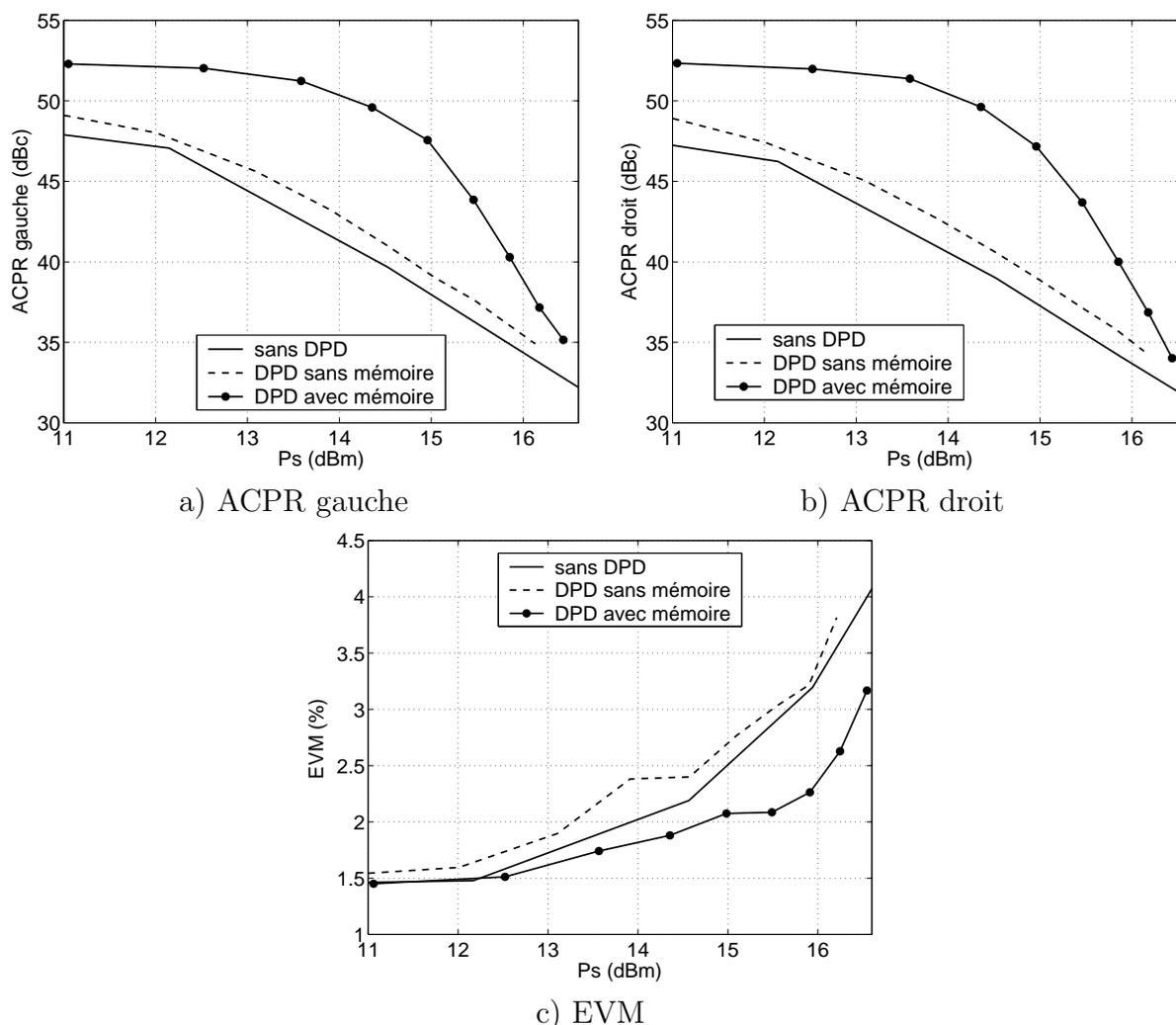


FIG. 4.21 – Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal 16 QAM de 1,25 MHz de bande

Ces différents tests ont montré la possibilité de compenser un amplificateur pour une large gamme de signaux à partir d'un prédistorteur unique élaboré à partir de signaux élémentaires.

Les performances obtenues sont quelque peu en retrait de ceux obtenues en simulation, ce qui semble acceptable compte tenu des inévitables erreurs de mesure, dans l'acquisition des données de modélisation. On peut aussi noter que lors de la caractérisation de l'amplificateur, nous avons considéré que la chaîne de transmission et de conversion I/Q vers RF était parfaitement linéaire et sans mémoire, ce qui n'est probablement pas le cas et justifierait en partie les performances inférieures de la prédistorsion expérimentale que nous avons présenté. Pour améliorer les résultats, il faudrait en toute logique pouvoir identifier la chaîne de conversion I/Q→RF du générateur [7].

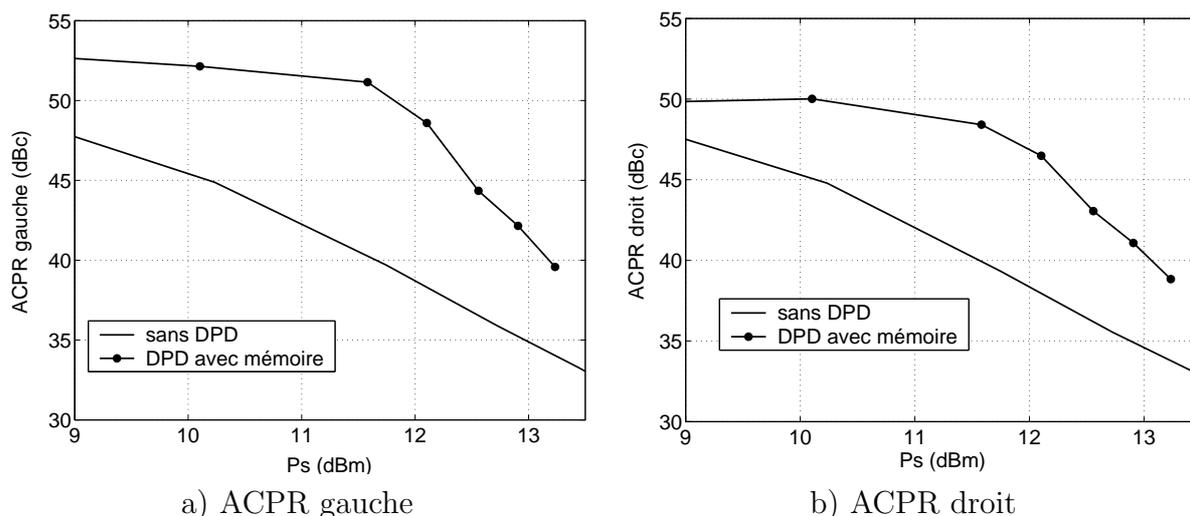


FIG. 4.22 – Comparaison entre les corrections d'un compensateur sans mémoire et avec mémoire BF pour un signal 2 canaux 16 QAM de chacun 1,25 MHz de bande

4.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons rappelé les mesures à réaliser afin de pouvoir déterminer le modèle. La problématique de la mesure liée à la détermination de la voie BF du modèle a alors été explicitée et nous avons pu comprendre l'intérêt d'une caractérisation à partir de trois tons. Une architecture relativement simple de banc de mesure fréquentielle a été présentée puis appliquée à la mesure des gains petit-signal pompés relatifs à la mesure trois tons. Ceci a permis une caractérisation en module et en phase relativement précise et acceptable des gains paramétrique et de conversion du DST, qui a été jusqu'alors le point difficile de l'extraction expérimentale des modèles de Volterra dynamiques. Un second banc, permettant la mesure d'une enveloppe temporelle, a également été développé pour la caractérisation du DST en présence de signaux de modulation complexes.

Ces principes de mesures ont été appliqués à la modélisation d'un amplificateur AsGa. Des comparaisons ont été menées et ont montré les très bonnes capacités de prédiction des phénomènes de mémoire basse fréquence du modèle de Volterra modulé à trois noyaux. En effet, l'influence des effets basse fréquence sur les caractéristiques C/I3 et ACPRs a été correctement prédite.

Enfin, sur la base des principes de modélisation énoncés, nous avons élaboré un prédistorteur numérique prenant en compte les effets de mémoire contenus dans l'amplificateur. Les capacités de linéarisation ont été évaluées et ont montré la possibilité de compenser les effets de mémoire BF pour une large gamme de signaux de communication

bien plus complexe que ceux qui ont permis son extraction. Nous avons pu confirmer ainsi par caractérisation expérimentale les observations déjà réalisées dans le chapitre 3, sur la base de simulations électriques de circuits.

Conclusion générale

Conclusion

Le travail présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans les problématiques de la modélisation comportementale et de la linéarisation des amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de communication.

Le premier objectif de ce travail était la mise au point d'un modèle comportemental « universel », c'est à dire un modèle capable de reproduire l'intégralité des effets dispersifs non linéaires contenus dans les amplificateurs de puissance et ce, pour une large gamme d'excitations. Cette prétention d'universalité du modèle semble être d'une importance capitale pour une modélisation effective des systèmes multi-standards. Afin d'être le plus efficace possible, ce modèle se doit d'être simple à identifier et à implémenter numériquement tout en permettant une reproduction précise des phénomènes mis en jeu. Le second objectif du travail présenté était de développer à partir du nouveau modèle comportemental, l'identification d'un prédistorteur numérique qui soit également « universel ». Ainsi ce prédistorteur aura la capacité de compenser identiquement les effets dispersifs non linéaires de l'amplificateur pour une large gamme de signaux.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté le contexte général lié à l'utilisation des amplificateurs de puissance. Nous nous sommes consacré principalement à la description d'un système d'émission. Ceci a permis d'introduire la place et la fonction de l'amplificateur de puissance dans ces systèmes. La description brève des principes de la modulation numérique a mis en exergue l'aspect fondamental des nouveaux signaux de modulation qui se trouvent être à amplitude non constante. L'amplificateur est un dispositif non linéaire très critique car il affecte l'intégrité du signal à amplifier. Nous avons donc poursuivi ce chapitre en rappelant les figures de mérites classiques qui permettent l'évaluation du caractère non linéaire de l'amplificateur. Nous avons également relevé le comportement non linéaire à mémoire de l'amplificateur de puissance en revenant sur les origines et la complexité de ces effets dispersifs. La seconde partie de ce premier chapitre a introduit les principes de la modélisation système et de la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance. Nous avons proposé sans être exhaustif un panorama des différents modèles existants qui reposent généralement sur l'association d'une ou de plusieurs non linéarités avec un ou plusieurs filtres linéaires. Cependant la majorité de ces techniques de modélisation reposent sur des modèles empiriques dont les caractéristiques dépendent du signal ayant permis leurs extractions. Le modèle ainsi identifié éprouve des difficultés à reproduire le comportement de l'amplificateur pour un autre type de signal. Afin d'illustrer cette difficulté, nous avons présenté puis mis en oeuvre le modèle de polynôme à mémoire, justifiant ainsi la nécessité de modèle plus généraliste.

Depuis plus d'une dizaine d'année, afin de répondre à ce besoin, des études successives ont été menées au sein du laboratoire et ont aboutis au formalisme de Volterra dynamique puis au formalisme de la réponse impulsionnelle non linéaire. Les principes de ces modèles dérivés du formalisme de Volterra ont été rappelés au début du chapitre 2. Ces modèles ont permis de reproduire séparément les phénomènes liés à la mémoire haute et basse fréquence. Le modèle de Volterra modulé, résultant d'une association subtile en deux voies (HF et BF) des deux formalismes a démontré de bonnes facultés à reproduire le comportement de l'amplificateur pour une large gamme de signaux à son entrée. Cependant, le principe d'extraction temporelle de la voie BF peut se révéler impraticable. Ceci a conduit à un mode d'extraction de la voie BF basée sur une excitation bi-tons à très faible indice de modulation. Dans la suite de ce chapitre, nous avons montré que la seule dépendance en amplitude de la voie BF n'est pas suffisante et l'ajout d'un paramètre supplémentaire, la fréquence instantanée du signal d'entrée, a levé l'indétermination du système d'extraction. De plus, nous avons développé une identification de la voie BF à partir d'une excitation trois-tons qui permet une identification en mesure plus aisé. Sur ce même principe nous avons également développé dans ce chapitre un modèle bouclé représentant de manière plus proche de la réalité le comportement de la mémoire à l'intérieur de l'amplificateur. Nous avons également mis en oeuvre une nouvelle méthode d'approximation des noyaux sur la base d'une décomposition orthogonale permettant de réduire d'une part le nombre de coefficients nécessaire à la décomposition du noyau et l'erreur quadratique moyenne d'autre part par rapport aux méthodes utilisées dans le passé. Les résultats obtenus sur deux types d'amplificateurs de topologie, de technologie et de fonctionnalités différentes nous ont permis une première validation des méthodes proposées.

Dans le chapitre 3, nous avons commencé par une présentation du compromis délicat entre rendement et linéarité d'un dispositif utilisant des amplificateurs de puissance avec des signaux à enveloppe non-constante. La linéarisation est une technique permettant de palier à cette difficulté. Nous avons présenté rapidement les techniques qui peuvent être mises en oeuvre à partir de structures analogiques ou numériques. La prédistorsion numérique semble être la technique qui s'intègre au mieux dans les dispositifs déjà fortement numérisées. Sur la base du nouveau modèle, les principes d'une synthèse de prédistorteur à partir de l'identification de la fonction de post-distorsion ont été décrites. Les tests menés ont montré la bonne capacité du prédistorteur à compenser les effets de la mémoire dans l'amplificateur et ce pour une large gamme d'excitation. Dans la perspective des systèmes multi-standards et multi-porteuses où le signal à émettre peut changé radicalement et évolué dans le temps, l'utilisation d'un tel modèle pour le prédistorteur

réside, contrairement aux autres modèles, en sa capacité à linéariser l'amplificateur pour toutes configurations de signal sans aucune adaptation. L'adaptation ne serait envisagée que pour prendre en compte les phénomènes de vieillissement de l'amplificateur.

La relative simplicité d'identification de ce modèle nous a permis d'étendre son identification par la voie expérimentale à partir d'une mesure fréquentielles. Pour cela, nous avons présenté dans le chapitre 4 le banc de mesure permettant la caractérisation d'un amplificateur. A partir de ce banc de mesure, nous avons caractérisé un amplificateur et les résultats de comparaison montrent les bonnes facultés du modèle à reproduire le comportement de l'amplificateur pour plusieurs gamme de signaux. Un prédistorteur a également été identifié et a démontré de bonnes capacités à la compensation des effets de mémoire.

Perspectives liées à ce travail

Dans l'objectif d'une implémentation du prédistorteur dans une architecture réelle, une perspective intéressante serait d'évaluer le nombre d'opérations arithmétiques nécessaires à l'indexation du nouveau modèle. En effet, le prédistorteur, fonctionnant en temps réel se doit d'avoir une réponse rapide requérant le minimum d'opérations mathématiques afin de conserver le maximum de la bande passante du système. Afin de satisfaire ce critère important, une réduction du nombre de coefficients du modèle peut être envisagée. Par exemple sur la base des travaux de M. Abi Hussein [34], on pourrait imaginer une réduction du nombre d'intervalles des splines cubiques pour les fonctions de bases qui représentent les non linéarités du système.

Dans l'optique de la linéarisation, il serait beaucoup plus intéressant de pouvoir identifier les modèles à partir de mesures temporelles en bande de base à la place des mesures fréquentielles réalisées avec un ARV. En effet, d'un point de vue de la mesure embarquée pour l'adaptation, l'utilisation de l'ARV est impensable. De plus, ceci permettrait de plus facilement prendre en compte l'ensemble du système d'émission (modulateur et amplificateur). Ceci pourrait ainsi donner lieu à une caractérisation du linéariseur directement à partir d'un processeur numérique de signal. A partir de ces mesures, une intégration dans une architecture numérique embarquée permettrait d'évaluer les capacités réelles de linéarisation de ce type de prédistorteur.

D'un point de vue de la modélisation, il est envisageable d'utiliser l'architecture du modèle et d'y ajouter la prise en compte des phénomènes de désadaptation en entrée/sortie

de l'amplificateur qui peuvent survenir lors de l'utilisation d'antennes actives par exemple.

Sur la base du modèle, on peut également imaginer le développement d'un modèle permettant la modélisation des courants d'alimentation dans les amplificateurs et permettre de rendre compte des évolutions du rendement électrique.

Bibliographie

- [1] F. Estagerie, “Modélisation comportementale d’amplificateurs de puissance pour les applications radars,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [2] F. Gardiol and Y. Fournier, “Salvan : Cradle of wireless, how marconi conducted early wireless experiments in the swiss alps,” *Microwave Journal*, vol. 49, no. 2, pp. 124–136, Feb. 2006.
- [3] “Fondation marconi.” [Online]. Available : www.fondation-marconi.ch
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, New-York, 2001.
- [5] G. Baudoin and al., *Radiocommunications numériques : Principes, modélisation et simulation, 2e édition*. Dunod, Paris, 2007.
- [6] N. Carvalho and J. Pedro, “Multi-tone intermodulation distortion performance of 3rd order microwave circuits,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 763–766, Jun. 1999, Anaheim.
- [7] 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,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2002.
- [8] T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J. Nébus, E. Ngoya, J. Sombrin, and D. Roques, “A novel experimental noise power ratio characterization method for multicarrier microwave power amplifiers,” *ARFTG Conference Digest-Spring, 55th*, pp. 1–5, Jun. 2000, Boston.
- [9] W. Bosch and G. Gatti, “Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no 12, pp. 1885–1890, Dec. 1989.
- [10] J. Vuolevi, “Analysis, measurement and cancellation of the bandwidth and amplitude dependence of intermodulation distortion in rf power amplifiers,” Ph.D. dissertation, Université de Oulu, Finland, 2001.
- [11] N. Le Gallou, “Modélisation par séries de volterra dynamiques des phénomènes de mémoire nonlinéaires pour la simulation système d’amplificateurs de puissance,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2001.
- [12] C. Mazière, “Modélisation comportementale d’amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes radars,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2004.
- [13] F. Filicori, G. Vannini, A. Santarelli, A. Sanchez, A. Tazon, and Y. Newport, “Empirical modeling of low-frequency dispersive effects due to traps and thermal phenomena in iii-v fet’s,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no 12, pp. 2972–2981, Dec. 1995.

- [14] S. C. Binari, P. B. Klein, and T. E. Kazior, “Trapping effects in gan and sic microwave fet’s,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no 6, pp. 1048–1058, Jun. 2002.
- [15] N. Le Gallou, J. Nébus, E. Ngoya, and H. Burêt, “Analysis of low frequency memory and influence on solid state hpa intermodulation characteristics,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 979–982, Jun. 2001, Phoenix.
- [16] C. Charbonniaud, “Caractérisation et modélisation électrothermique nonlinéaire de transistors à effet de champs gan pour l’amplification de puissance micro-onde,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2005.
- [17] . Jardel, “Contribution à la modélisation des transistors pour l’amplification de puissance aux fréquences microondes. développement d’un nouveau modèle électrothermique de hemt algan/gan incluant les effets de pièges,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [18] J. Mazeau, “Modélisation électrothermique comportementale dynamique d’amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2007.
- [19] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits, 2nd ed.* Artech House, 1997.
- [20] S. El-Rabaie, V. F. Fusco, and C. Stewart, “Harmonic balance evaluation of nonlinear microwave circuits - a tutorial approach,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 31, no 3, pp. 181–192, Aug. 1988.
- [21] E. Ngoya and R. Larcheveque, “Envelop transient analysis : a new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1365–1368, Jun. 1988, San Francisco.
- [22] F. Estagerie, A. Bennadji, T. Reveyrand, S. Mons, R. Quéré, and L. Constancias, “Behavioral modeling of power amplifier for radar applications,” *Proceedings of the European Microwave Association*, vol. 4, pp. 146–154, Jun. 2008.
- [23] D. Root, L. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, and A. Cognata, “Broad-band polyharmonic distortion (phd) behavioral models from fast automated simulations and large-signal vectorial network measurements,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no 11, pp. 3656–3664, Nov. 2005.
- [24] J. C. Pedro and S. A. Mass, “A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no 4, pp. 1150–1163, Apr. 2005.
- [25] M. Isaksson, D. Wisell, and D. Rönnow, “A comparative analysis of behavioral models for rf power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no 1, pp. 348–359, Jan. 2006.

- [26] J. Wood and D. E. Roots, *Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling for RF and Microwave Design*. Artech House, 2005.
- [27] D. Schreurs, M. O. Droma, A. A. Goacher, and M. Gadringer, *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*. Cambridge University Press, 2009.
- [28] P. Gilabert, G. Montoro, and E. Bertran, “On the wiener and hammerstein models for power amplifier predistortion,” *IEEE Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol. 2, p. 4pp, Dec. 2005.
- [29] H. Ku and J. S. Kenney, “Behavioral modeling of nonlinear rf power amplifiers considering memory effects,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no 12, pp. 2495–2504, Dec. 2003.
- [30] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. Zierdt, and J. Pastalan, “A generalized memory polynomial model for digital predistortion of rf power amplifiers,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no 10, pp. 3852–3860, Oct. 2006.
- [31] A. Zhu, J. Pedro, and T. R. Cunha, “Pruning the volterra series for behavioral modeling of power amplifiers using physical knowledge,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no 5, pp. 813–821, May. 2007.
- [32] K. C. G. Q. J. Zhang and V. K. Devabhaktuni, “Artificial neural networks for rf and microwave design from theory to practice,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no 4, pp. 1339–1350, Apr. 2003.
- [33] G. Nanfack Nkondem, “Développement d’un système de caractérisation temporelle d’enveloppe d’amplificateurs de puissance. application à la linéarisation d’amplificateurs par prédistortion en bande de base,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [34] M. Abi Hussein, “Linéarisation des amplificateurs de puissance - prédistorsion numérique adaptative en bande de base,” Ph.D. dissertation, Université de Nantes, 2009.
- [35] A. Saleh, “Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, no 11, pp. 1715–1720, Nov. 1981.
- [36] S. Yi, S. Nam, S. Oh, and J. Han, “Prediction of a cdma output spectrum based on intermodulation products of two-tone test,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no 5, pp. 938–946, May. 2001.
- [37] M. Abuelma atti, “Frequency-dependent nonlinear quadrature model for twt amplifiers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32, no 8, pp. 982–986, Aug. 1984.

- [38] P. M. Asbeck, H. Kobayashi, M. Iwamoto, G. hanington, S. Nam, and L. E. Larson, “Augmented behavioral characterization for modeling the nonlinear response of power amplifiers,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 135–138, Jun. 2002, Seattle.
- [39] P. Draxler, I. Langmore, T. Hung, and P. M. Asbeck, “Time domain characterization of power amplifiers with memory effects,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 803–806, Jun. 2003, Philadelphia.
- [40] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*. Krieger Publishing Company, Revised edition April 1, 2006.
- [41] F. Filicori and G. Vanini, “Mathematical approach to large signal modelling of electron devices,” *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 357–359, Feb. 1991.
- [42] A. Soury, “Modélisation des phénomènes de mémoire à long termes des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2002.
- [43] A. Zhu, J. Pedro, and T. J. Brazil, “Dynamic deviation reduction-based volterra behavioral modeling of rf power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no 12, pp. 4323–4332, Dec. 2006.
- [44] A. Cesari, “Implémentation de techniques de linéarisation et d’amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance rf,” Ph.D. dissertation, Université de Toulouse, 2008.
- [45] P. Gilabert, G. Montoro, and A. Cesari, “A recursive digital predistorter for linearizing rf power amplifiers with memory effects,” *IEEE Asia-Pacific Conference Proceedings*, pp. 1043–1047, Dec. 2006.
- [46] R. Raich, Q. Hua, and G. T. Zhou, “Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no 5, pp. 1468–1479, Sep. 2004.
- [47] M. Asdente, M. Pascucci, and A. Ricca, “Modified volterra-wiener fonctionnal method for highly nonlinear systems,” *ALTA FREQUENZA*, vol. XLV, no. 12, pp. 756–312E–315E–759, Dec. 1976.
- [48] E. Ngoya, N. Le Gallou, J. Nébus, H. Burêt, and P. Reig, “Accurate rf and microwave system level modeling of wide band nonlinear circuits,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 27, pp. 1105–1108, Jun. 2000.
- [49] N. Le Gallou, D. Barataud, H. Burêt, J. Nébus, and E. Ngoya, “A novel measurement method for the extraction of dynamic volterra kernels of microwave power amplifiers,” *European Microwave Week, GaAs Conférence*, Oct. 2000, Paris.

- [50] N. Le Gallou, J. Nébus, E. Ngoya, and H. Burêt, “Large signal characterization and modeling of power amplifiers driven by modulated signals,” *European Microwave Week, GaAs Conference*, Oct. 2000, Paris.
- [51] A. Soury, E. Ngoya, and J. Nébus, “A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects and transient behaviors in wideband sspas,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 853–856, Jun. 2002, Seattle.
- [52] A. Soury, E. Ngoya, J. Nébus, and T. Reveyrand, “Measurement based modeling of power amplifiers for reliable design of modern communication systems,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 795–798, Jun. 2003, Philadelphia.
- [53] C. Mazière, A. Soury, E. Ngoya, and J. Nébus, “A system level model of solid state amplifiers with memory based on a nonlinear feedback loop principle,” *IEEE International European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 853–856, Oct. 2005, Paris.
- [54] S. Grivett-Taocia, “Package macromodeling via time-domain vector fitting,” *IEEE Microwave and wireless Components Letters*, vol. 13, no 11, pp. 472–474, Nov. 2003.
- [55] —, “The time-domain vector fitting algorithm for linear macromodeling,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 58, no 4, pp. 293–295, Nov. 2004.
- [56] P. Dupuis, T. Sels, J. Driesen, and R. Belmans, “Exponential parameters measurement using a modified prony method,” *IMTC - Instruments and Measurement Technology Conference*, pp. 1590–1594, May 2004, Como, Italy.
- [57] A. Soury and E. Ngoya, “A two-kernel nonlinear impulse response model for handling long term memory effects in rf and microwave solid state circuits,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1105–1108, Jun. 2006, San Francisco.
- [58] Z. Madini-Zouine, “Caractérisation et modélisation des dynamiques nonlinéaires dans les dispositifs pour systèmes de télécommunications : Cas de la pll et de l’amplificateur de puissance,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [59] Z. Madini, A. Bennadji, and E. Ngoya, “A novel extraction technique of long term memory effects in solid state amplifiers based on compound volterra models structure,” *IEEE Int. Symp. on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 529–532, Oct. 2007, Norway.
- [60] —, “Identification and implementation of long term memory kernel in sspas based on the compound dynamic volterra structure for system level simulation,” *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC)*, pp. 2417–2420, Dec. 2007, Bangkok.
- [61] —, “Behavioral modeling and implementation of ssa models with nonlinear memory effects in system level simulators,” *Journal of the European Microwave Association*, vol. 4, no 2, Jun. 2008.

- [62] E. Ngoya, C. Quindroit, and J. Nébus, “Improvements on long term memory modeling in power amplifiers,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1357–1360, Jun. 2009, Boston.
- [63] —, “On the continuous-time model for nonlinear-memory modeling of rf power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no 12, pp. 3278–3292, Dec. 2009.
- [64] J. Pedro, N. Carvalho, and P. Lavrador, “Modeling nonlinear behavior of band-pass memoryless and dynamics systems,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 2133–2136, Jun. 2003, Philadelphia.
- [65] C. Quindroit, E. Ngoya, A. Bennadji, and J. Nébus, “An orthogonal lookup-table decomposition for accurate imd prediction in power amplifier with memory,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1437–1440, Jun. 2008, Atlanta.
- [66] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C : The Art of Scientific Computing, 2nd ed.* Cambridge University Press, 1992.
- [67] B. Gustavsen and A. Semlyen, “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999.
- [68] B. Gustavsen, “Improving the pole relocating properties of vector fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no 3, pp. 1587–1592, Jul. 2006.
- [69] “Sintef, vector fitting website.” [Online]. Available : www.energy.sintef.no/produkt/VECTFIT/index.asp
- [70] D. B. Kuznetsov and J. E. Schutt-Aine, “Optimal transient simulation of transmission lines,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 43, no 2, pp. 110–121, Feb. 1996.
- [71] B. Gustavsen and A. Semlyen, “Simulation of transmission line transients using vector fitting and modal decomposition,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no 2, pp. 605–612, Apr. 1998.
- [72] “Mathworks website.” [Online]. Available : www.mathworks.fr
- [73] M. Perez, “Modélisation électrothermique distribuée de transistors bipolaires à hétérojonction : application à la conception nonlinéaire d’amplificateurs de puissance optimisés en température,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 1998.
- [74] H. Chireix, “High power outphasing modulation,” *Proceedings of the IRE*, vol. 23, no 11, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
- [75] D. Cox, “Linear ampli

- cation with nonlinear components,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no 12, pp. 1942–1945, Dec. 1974.
- [76] F. Casadevall and J. J. Olmos, “On the behavior of the linc transmitter,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 29–34, May 1990.
- [77] F. Casadevall and A. Valdovinos, “Performance analysis of qam modulations applied to the linc transmitter,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 399–406, Nov. 1993.
- [78] M. Helaoui, S. Boumaiza, A. Ghazel, and F. M. Ghannouchi, “On the dynamic range improvement and robustness against branch imbalance of mode-multiplexing linc amplifiers,” *IEEE International European Microwave Conference*, pp. 178–181, Oct. 2007, Munich.
- [79] A. Bateman, “The combined analogue locked loop universal modulator (callum),” *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 759–763, May 1992.
- [80] L. R. Kahn, “Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no 7, pp. 803–806, Jul. 1952.
- [81] D. Rudolph, “Kahn eer technique with single-carrier digital modulations,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no 2, pp. 548–542, Feb. 2003.
- [82] F. Wang, D. Kimball, J. Popp, A. Yang, D. Y. C. Lie, P. Asbeck, and L. Larson, “Wideband envelope elimination and restoration power amplifier with high efficiency wideband envelope amplifier for wlan 802.11g applications,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 645–648, Jun. 2005, Long Beach.
- [83] T. Arthanayake and H. Wood, “Cartesian feedback loop chip for the narrow-band radio system,” *Electronics Letters*, vol. 7, no 7, pp. 145–146, Apr. 1971.
- [84] J. L. Dawson, “Feedback linearization of rf power amplifiers,” Ph.D. dissertation, Stanford University, 2003.
- [85] Y. J. Chong, I. K. Lee, and S. H. Oh, “Cartesian feedback loop chip for the narrow-band radio system,” *IEEE International Conference on Communication Systems*, vol. 2, pp. 1179–1184, Nov. 2002.
- [86] T. Sowlati, D. Rozenblit, R. Pullela, M. Damgaard, E. McCarthy, D. Koh, D. Ripley, F. Balteanu, and I. Gheorghe, “Quad-band gsm/gprs/edge polar loop transmitter,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no 12, pp. 2179–2189, Dec. 2004.
- [87] H. S. Black, “Translating system,” *U.S. Patent 1,686,792*, Oct. 1929.
- [88] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, J. F. S. N. Pothecary, and N. O. Sokal, “Power amplifiers and transmitters for rf and microwave,”

- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no 3, pp. 814–826, Mar. 2002.
- [89] M. E. Gadringer, H. Arthaber, and G. Magerl, “Feedforward amplifier using power sensors for the loop balancing,” *IEEE International European Microwave Conference*, vol. 3, pp. 1223–1226, Oct. 2003, Munich.
- [90] Y. Nagata, “Linear amplification technique for digital mobile communications,” *IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 159–164, May. 1989.
- [91] J. Yi, Y. Wang, M. Park, W. Kang, and B. Kim, “Analog predistortion linearizer for high-power rf amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no 12, pp. 2709–2713, Dec. 2000.
- [92] P. B. Kenington, *High linearity RF amplifier design, 1st edition*. Artech House, 2000.
- [93] A. Zhu, P. Draxler, J. Yan, T. J. Brazil, D. F. Kimball, and P. M. Asbeck, “Open-loop digital predistorter for rf power amplifiers using dynamic deviation reduction-based volterra series,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no 7, pp. 1524–1534, Jul. 2008.
- [94] J. Tapfuh Mouafo, “Etude d’amplificaeurs faible niveau à haute linéarité en technologies intégrées hemt asga pour applications spaciales,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [95] W. Woo, “Hybrid digital/rf envelope predistortion linearization for high power amplifiers wireless communication systems,” Ph.D. dissertation, Georgia Institute of Technology, 2005.
- [96] M. Faulkner, T. Mattsson, and W. Yates, “Adaptive linearization using predistortion,” *IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, pp. 35–40, May. 1990.
- [97] J. K. Carvers, “A linearizing predistorter with fast adaptation,” *IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, pp. 41–47, May. 1990.
- [98] —, “Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no 4, pp. 374–382, May. 1990.
- [99] M. Abi Hussein, Y. Wang, G. Peyresoubes, B. Feuvrie, and S. Toutain, “Lut/parametric digital predistortion approach for the linearization of power amplifiers characteristics,” *IEEE International European Microwave Conference*, pp. 571–574, Oct. 2008, Amsterdam.
- [100] R. Marsalek, “Contributions to the power amplifier linearization using digital baseband adaptive predistortion,” Ph.D. dissertation, Université de Marne la Vallée, 2003.

- [101] G. Baudoin and P. Jardin, "Adaptive polynomial pre-distortion for linearization of power amplifiers in wireless communications and wlan," *IEEE International Conference on Trends in Communications EUROCON 2001*, vol. 1, pp. 157–160, Jul. 2001.
- [102] R. Marsalek, P. Jardin, and G. Baudoin, "From post-distortion to pre-distortion for power amplifiers linearization," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no 7, pp. 308–310, Jul. 2003.
- [103] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim, and C. R. Giardina, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no 1, pp. 159–165, Jan. 2004.
- [104] E. Cottais, "Linéarisation d'amplificateurs de puissance large bande par prédistorion adaptative en bande de base," Ph.D. dissertation, Université de Nantes, 2005.
- [105] L. Taijun, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "Augmented hammerstein predistorter for linearization of broad-band wireless transmitters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no 1, pp. 1340–1349, Jun. 2006.
- [106] P. L. Gilabert, A. Cesari, G. Montoro, E. Bertran, and J. Dilhac, "Multi-lookup table fpga implementation of an adaptive digital predistorter for linearizing rf power amplifiers with memory effects," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no 2, pp. 372–384, Feb. 2008.
- [107] M. Rawat, K. Rawat, and F. M. Ghannouchi, "Adaptive digital predistortion of wireless power amplifiers/transmitters using dynamic real-valued focused time-delay line neural networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no 1, pp. 95–104, Jan. 2010.
- [108] P. Jardin and G. Baudoin, "Filter lookup table method for power amplifier linearization," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no 3, pp. 1076–1087, May. 2007.
- [109] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," *IEEE Microwave magazine*, pp. 52–64, Dec. 2009.
- [110] M. Djamai, S. Bachir, and C. Duvanaud, "Kalman filtering algorithm for on-line memory polynomial predistortion," *IEEE International European Microwave Conference*, pp. 575–578, Oct. 2008, Amsterdam.
- [111] F. De Groote, "Mesures de formes d'ondes temporelles en impulsions : application à la caractérisation de transistors micro-ondes de forte puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2007.

- [112] M. Abou Chahine, “Développement d’un banc de caractérisation fonctionnelle large bande (porteuses et enveloppes) dans le domaine temporel de dispositifs nonlinéaires microondes,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2009.
- [113] “Rohde et schwarz, vector signal generator specifications.” [Online]. Available : http://www2.rohde-schwarz.com/file_10953/SMBV100A_dat-sw_en.pdf
- [114] “Rohde et schwarz, operating manual rohde et schwarz zvl, spectrum analysis options.” [Online]. Available : http://www2.rohde-schwarz.com/en/products/test_and_measurement/network_analysis/ZVL-|-Manuals-|-22-|-2348.html
- [115] S. Boumaiza, M. Helaoui, O. Hammi, L. Taijun, and F. Ghannouchi, “Systematic and adaptive characterization approach for behavior modeling and correction of dynamic nonlinear transmitters,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no 6, pp. 2203–2211, Dec. 2007.
- [116] G. Nanfack-Nkondem, J. Santiago, G. Neveux, D. Barataud, J. Collantes, J. Portilla, J. Nébus, and A. Mallet, “Characterization of galileo signal correlation losses caused by non linear power amplification with memory,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1581–1584, Jun. 2008, Atlanta.

Publications et communications relatives à ce travail

- [1] C. Quindroit, E. Ngoya, A. Bennadji, J-M. Nébus , “An orthogonal lookup-table decomposition for accurate IMD prediction in power amplifier with memory,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1437-1440, Juin 2008, Atlanta.
- [2] C. Quindroit, E. Ngoya, J-M. Nébus , “Méthode d’Identification d’un Linéariseur pour la Prédistorsion Numérique d’Amplificateur de Puissance,” *16 eme Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2009, Grenoble.
- [3] E. Ngoya, C. Quindroit, J-M. Nébus , “Improvements on long term memory modeling in power amplifiers,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1357-1360, Juin 2009, Boston.
- [4] E. Ngoya, C. Quindroit, J-M. Nébus , “On the Continuous-Time Model for Nonlinear-Memory Modeling of RF Power Amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 2, no. 12, pp. 1357-1360, Dec. 2009.
- [5] C. Quindroit, E. Ngoya, G. Neveux, J-M. Nébus , “Experimental Setup for the Extraction of Power Amplifier Dynamic Volterra Model and Design of Digital Baseband Predistorter,” *European Microwave Week*, à paraître oct. 2010, Paris.

Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique

Résumé : Ce travail de thèse concerne la modélisation comportementale et la linéarisation des amplificateurs de puissance dans les systèmes radiofréquence. L'objectif de la thèse est la mise au point d'un modèle non linéaire capable de reproduire le comportement de l'amplificateur pour une large gamme de signaux. Le modèle présenté est dérivé du modèle de Volterra modulé et permet la prise en compte de l'intégralité des phénomènes de mémoire dispersifs contenus dans les amplificateurs. L'identification du modèle repose sur des excitations simples de types mono- et multi-porteuses. Les potentialités du modèle sont évaluées à partir de comparaisons avec des simulations circuits. Le second objectif de ces travaux est la mise en oeuvre d'un prédistorteur numérique sur la base de ce nouveau modèle afin de linéariser l'amplificateur pour une large gamme de signaux. La méthode d'inversion est explicitée et les potentialités du prédistorteur sont également évaluées à partir de co-simulation circuit/système. Enfin, afin de valider les nouvelles méthodes de modélisation à partir de données expérimentales, un banc de mesure est développé. Les résultats de modélisation et de linéarisation par prédistorsion numérique permettent d'évaluer les capacités effectives de la nouvelle méthode.

Mots clés : Modélisation comportementale, Amplificateur de puissance, mémoire non linéaire, Volterra, Linéarisation, Prédistorsion numérique.

Behavioral modeling and linearization of power amplifiers using digital baseband predistortion

Abstract : This work deals with the behavioral modeling and linearization of power amplifiers in radio-frequency systems. The first aim of the proposed approach is the design of a non linear model that is able to of mimicking the behavior of the power amplifier for a wide range of signals. The proposed model is derived from the modulated Volterra model and takes into account the entirety of the various possible memory effects of the amplifiers. The characterization approach is based on one and multi-tones signal stimuli. The potentialities of the proposed model are evaluated by a comparison with circuit simulation data. The second aim of this work is the design of a digital baseband predistorter developed from the new proposed model. The inversion methodology is explained and the possibilities of the approach are also evaluated by circuit/system simulation. Finally, to validate both proposed approaches from experimental data, a test bench is developed. The modeling and linearization results enable the evaluation of the efficiency of the new approaches.

Keywords : Behavioral modeling, Power amplifier, Non linear memory, Volterra, Linearization, Digital baseband predistortion.