



HAL
open science

Développement de bancs de tests dédiés à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance RF et micro-ondes

Damien Gapillout

► **To cite this version:**

Damien Gapillout. Développement de bancs de tests dédiés à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance RF et micro-ondes. Electronique. Université de Limoges, 2017. Français. NNT : 2017LIMO0071 . tel-02366529

HAL Id: tel-02366529

<https://theses.hal.science/tel-02366529v1>

Submitted on 16 Nov 2019

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

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

Université de Limoges

École Doctorale Sciences et Ingénierie pour
l'Information, Mathématiques (ED 521)

Laboratoire XLIM – UMR CNRS n°7252

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Damien GAPILLOUT

le 15 Novembre 2017

**Développement de bancs de tests dédiés à la
modélisation comportementale d'amplificateurs de
puissance RF et micro-ondes**

Thèse dirigée par Edouard NGOYA et Sébastien MONS

JURY :

Président

Denis BARATAUD, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

Geneviève BAUDOIN, Professeur, ESIEE, Université Marne-La-Vallée

Eric BERGEAULT, Professeur, TELECOM - ParisTech

Examineurs

Jacques SOMBRIN, Ingénieur, TéSA, XLIM

Johann LE NEZET, Ingénieur, DGA-MI

Christophe MAZIERE, Ingénieur, AMCAD Engineering

Sébastien MONS, Chargé de Recherche, CNRS

Edouard NGOYA, Directeur de Recherche, CNRS

Invité

Tibault REVEYRAND, Ingénieur, XLIM



Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au sein de la société AMCAD Engineering, dans le cadre d'un contrat CIFRE-Défense avec la DGA Maîtrise de l'Information. Mes premiers remerciements vont donc vers les intervenants de ces deux structures sans qui ce travail n'aurait pas été rendu possible.

Ces travaux ont été entièrement menés à AMCAD Engineering. Je tiens donc à remercier Monsieur Tony Gasseling, gérant d'AMCAD Engineering, pour m'avoir accueilli au sein de l'entreprise.

L'encadrement universitaire de ces travaux de recherche a été effectué par le laboratoire XLIM (UMR CNRS 7252), sur le site de Limoges. Je remercie alors Monsieur Dominique Baillargeat, directeur du laboratoire XLIM, pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je tiens tout particulièrement à adresser mes remerciements à Monsieur Edouard Ngoya, Directeur de Recherche au CNRS, et à Monsieur Sébastien Mons, Chargé de Recherche au CNRS, pour leurs disponibilités et leurs compétences mais aussi pour leurs expériences qu'ils ont su me faire partager au travers de ces travaux de thèse.

Je témoigne aussi toute ma reconnaissance à Monsieur Johann Le Nezet, Ingénieur à la DGA Maîtrise de l'Information (DGA-MI) de Bruz pour l'intérêt qu'il a porté à ces travaux durant toute la durée de la thèse. Je remercie également le département Composants et Sous-systèmes Electroniques de la DGA-MI pour leur accueil chaleureux lors de mon passage en Bretagne.

Je tiens à saluer Madame Geneviève Baudoin, Professeur à l'Université de Marne-La-Vallée, et Monsieur Eric Bergeault, Professeur à Telecom ParisTech pour l'attention toute particulière qu'ils ont portée sur ce mémoire en acceptant d'en être les rapporteurs.

Merci également à Monsieur Denis Barataud, Professeur à l'Université de Limoges, à Monsieur Jacques Sombrin, Ingénieur TésA XLIM, et à Monsieur Tibault Reveyrand, Ingénieur XLIM, pour leur participation au jury de thèse.

J'exprime aussi mes remerciements à Monsieur Kassem El Akhdar, Ingénieur de Recherche AVRUL, pour ses divers conseils en métrologie hyperfréquence.

Je tiens aussi à remercier Madame Marie-Claude Lerouge pour sa disponibilité, et son aide précieuse lors de toutes les procédures administratives durant ces années de thèse.

J'adresse également mes remerciements à mes collègues d'AMCAD Engineering qui m'ont apporté beaucoup tant d'un point de vue scientifique et technique qu'humain. Je vous remercie donc pour la patience et la disponibilité dont vous avez fait preuve ainsi que pour l'atmosphère de travail chaleureuse. Tous ces facteurs ont contribué à l'aboutissement de ces travaux.

Enfin, un grand merci à Monsieur Christophe Mazière, Ingénieur à AMCAD Engineering, qui m'a formé à la modélisation comportementale puis qui a suivi ces travaux de thèse en m'aiguillant tous les jours durant ce parcours long et difficile.

Table des matières

Table des figures	7
Liste des tableaux	13
Introduction générale	15
Chapitre 1 La modélisation système des amplificateurs de puissance dans les émetteurs RF	19
1.1 Introduction	19
1.2 Les facteurs de mérite de l'amplificateur de puissance	19
1.2.1 Caractérisation avec un signal mono-porteuse	20
1.2.2 Caractérisation avec un signal bi-porteuse	22
1.2.3 Caractérisation avec des signaux applicatifs de télécommunications	24
1.2.3.1 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)	24
1.2.3.2 EVM (Error Vector Magnitude)	25
1.3 Les effets de mémoire dans les amplificateurs de puissance	26
1.3.1 Les effets de mémoire non-linéaire à court terme	27
1.3.2 Les effets de mémoire non-linéaire à long terme	28
1.4 La modélisation système des amplificateurs de puissance à mémoire	29
1.4.1 Les principes de modélisation système	29
1.4.2 Modèle bilatéral et modèle unilatéral du PA	30
1.4.3 Modélisation des effets de mémoire dans les amplificateurs de puissance	31
1.4.3.1 Les séries de Volterra	32
1.4.3.2 Le modèle de polynôme à mémoire généralisé (GMP)	33
1.4.3.3 Le modèle de Volterra à noyaux dynamiques réduits (DDRV)	34
1.4.3.4 Le modèle TPM-NIM	35
1.5 Conclusion	37
Chapitre 2 Banc de caractérisation directe du modèle TPM-NIM	41
2.1 Introduction	41
2.2 Identification directe du modèle TPM-NIM	41
2.2.1 Le principe d'identification	41
2.2.2 Instrumentation RF dédiée aux modules non-linéaires	46
2.2.2.1 Caractérisation fréquentielle	47
2.2.2.1.1 Vector Network Analyzer (VNA)	47
2.2.2.1.2 Nonlinear Vector Network Analyzer (NVNA)	49
2.2.2.2 Caractérisation temporelle	51
2.2.2.2.1 Instruments basés sur les mélangeurs	51
2.2.2.2.2 Instruments basés sur des échantillonneurs	53
2.2.2.2.2.1 Echantillonnage direct	53

2.2.2.2.2	Sous échantillonnage	54
2.2.2.3	Résumé des instruments de mesures RF	57
2.2.2.4	Choix du matériel pour l'identification directe du modèle TPM-NIM	57
2.3	Identification expérimentale du modèle TPM-NIM	59
2.3.1	Le banc d'identification directe	61
2.3.2	Application expérimentale de l'identification directe	63
2.3.2.1	Modélisation d'un amplificateur Darlington SiGe	63
2.3.2.1.1	Caractérisation mono-porteuse	63
2.3.2.1.2	Caractérisation bi-porteuse	64
2.3.2.1.3	Identification des noyaux du modèle	67
2.3.2.2	Modélisation d'un amplificateur équilibré LDMOS, 17W	70
2.3.2.2.1	Caractérisation mono-porteuse	70
2.3.2.2.2	Caractérisation bi-porteuse	72
2.3.2.2.3	Identification des noyaux du modèle	74
2.4	Conclusion	76
 Chapitre 3 Banc de caractérisation indirecte du modèle TPM-NIM		79
3.1	Introduction	79
3.2	Le principe d'identification indirecte du modèle TPM-NIM	79
3.3	Le banc de caractérisation indirecte	85
3.3.1	Choix du générateur de signaux	85
3.3.2	Description du banc et des équipements choisis	87
3.3.3	Organigramme du banc de caractérisation	89
3.4	Le banc de vérification	91
3.4.1	Choix du récepteur de mesure	91
3.4.2	Description du banc	91
3.4.3	Étalonnage du banc	93
3.4.4	Organigramme du banc	95
3.5	Conclusion	97
 Chapitre 4 Évaluation du principe d'identification indirecte du modèle TPM-NIM		99
4.1	Introduction	99
4.2	Modélisation d'un amplificateur Darlington SiGe	99
4.2.1	Mesures d'identification indirecte du modèle	100
4.2.1.1	Caractéristiques 3 tons	100
4.2.1.2	Identification des noyaux du modèle	104
4.2.2	Comparaison des modèles issus des méthodes directe et indirecte	105
4.2.2.1	Le test de C/I3	106
4.2.2.2	Le test d'ACPR avec des signaux 16 QAM et LTE	107
4.2.2.3	Le test du pulse RF	109
4.3	Modélisation d'un amplificateur équilibré LDMOS, 17W	110
4.3.1	Mesures d'identification indirecte du modèle	110
4.3.1.1	Caractéristiques 3 tons	110
4.3.1.2	Identification des noyaux du modèle	114
4.3.2	Comparaison des modèles issus des méthodes directe et indirecte	115
4.3.2.1	Le test de C/I3	116
4.3.2.2	Le test d'ACPR	116
4.3.2.3	Le test du pulse RF	118
4.4	Modélisation d'un amplificateur équilibré LDMOS, 50W	119
4.4.1	Mesures d'identification indirecte du modèle	120

4.4.1.1	Caractérisation mono-porteuse	120
4.4.1.2	Caractéristiques 3 tons	120
4.4.2	Problèmes de régulation thermique	124
4.5	Conclusion	125
Chapitre 5 Évaluation du modèle TPM-NIM		127
5.1	Introduction	127
5.2	Comparaison avec d'autres modèles comportementaux	127
5.2.1	Amplificateur Darlington SiGe	127
5.2.1.1	Test de C/I3	127
5.2.1.2	Test d'ACPR	128
5.2.1.3	Test sur pulse RF	129
5.2.2	Amplificateur équilibré LDMOS, 17W	130
5.2.2.1	Test C/I3	130
5.2.2.2	Test d'ACPR	131
5.2.2.3	Test sur pulse RF	132
5.2.3	Amplificateur équilibré LDMOS, 50W	133
5.2.3.1	Test C/I3	133
5.2.3.2	Test d'ACPR	134
5.2.3.3	Test sur pulse RF	136
5.3	Conclusion	137
Conclusion générale et perspectives		139
Bibliographie		143
Publications et communications relatives à ce travail		149

Table des figures

1.1	Caractérisation mono-porteuse d'un amplificateur	20
1.2	Allure d'une caractérisation CW	21
1.3	Point de compression à 1dB	22
1.4	Caractérisation d'un amplificateur avec un signal bi-porteuse	23
1.5	Point d'interception d'ordre 3	23
1.6	Représentation de la caractérisation en ACPR	25
1.7	Constellation d'un signal 16 QAM distordu	25
1.8	Principe de calcul de l'EVM	26
1.9	Influence du signal d'excitation passé sur la réponse de l'amplificateur	26
1.10	Caractérisation CW d'un amplificateur	28
1.11	Caractérisation en bi-porteuse d'un amplificateur	29
1.12	Principe de modélisation comportementale	30
1.13	Modélisation d'un quadripôle non-linéaire	31
1.14	Topologie générale du modèle de Volterra classique	33
1.15	Schématisation des phénomènes de mémoire dans un amplificateur de puissance	36
1.16	Topologie du modèle TPM-NIM	36
2.1	Principe d'identification du noyau HF	42
2.2	Réponse de l'amplificateur à un signal 2 tons	43
2.3	Identification de la voie BF	45
2.4	Principe d'identification des noyaux à mémoire longue	46
2.5	Synoptique général de l'analyseur vectoriel de réseau	47
2.6	Récepteur accordable d'un VNA	49
2.7	Synoptique général de l'analyseur vectoriel de réseau non-linéaire	50
2.8	Synoptique simplifié d'un analyseur de signaux vectoriels	51
2.9	Spectre simplifié en sortie de mélangeur	52
2.10	Principe de l'oscilloscope à échantillonnage en temps réel	54
2.11	Principe de l'échantillonnage à temps équivalent par déclenchement	55
2.12	Principe de l'échantillonnage en temps équivalent « cohérent »	56
2.13	Méthode d'identification 2 tons	58
2.14	PNA-X N5242A 26.5GHz	59
2.15	Structure interne PNA-X N5242A 26.5GHz	60
2.16	Synoptique du banc d'identification directe du modèle TPM-NIM	62
2.17	Référence de phase U9391C de Keysight	62
2.18	Caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Avago 4543 à 3GHz	63
2.19	Gain HF de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	64
2.20	Gain paramétrique de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	65
2.21	Gain de conversion de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	66
2.22	Procédure d'étalonnage en phase	67
2.23	Noyau HF de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	68

2.24	Noyau BF1 de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	69
2.25	Noyau BF2 de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	70
2.26	Caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N à 2GHz	71
2.27	Gain HF de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	71
2.28	Gain paramétrique de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	72
2.29	Gain de conversion de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	73
2.30	Noyau HF de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	74
2.31	Noyau BF1 de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	75
2.32	Noyau BF2 de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	76
3.1	Caractérisation directe des gains mélangeur petit-signal	80
3.2	Caractérisation indirecte des gains mélangeur petit-signal	81
3.3	Contribution des gains paramétrique et de conversion aux gains gauche et droit	82
3.4	Le principe de double acquisition	84
3.5	Le principe de double acquisition : quadrature et anti-quadrature	86
3.6	Synoptique simplifié d'un générateur de signaux vectoriel	87
3.7	Synoptique du banc caractérisation pour l'identification indirecte	88
3.8	Organigramme simplifié de la caractérisation	90
3.9	Synoptique du banc de vérification	92
3.10	Mesure au VSA synchronisée avec un signal trigger	93
3.11	Correction de la chaîne d'acquisition par paramètres S	94
3.12	Organigramme simplifié de vérification	96
4.1	Rappel de la caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Avago 4543 à 3GHz	100
4.2	Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543 : Mesures en quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit	101
4.3	Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543 : Mesures en anti-quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit	101
4.4	Gain paramétrique avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543	102
4.5	Gain de conversion avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543	103
4.6	Comparaison des gains de conversion avec la méthode directe et indirecte	103
4.7	Noyau BF1 avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	104
4.8	Noyau BF2 avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase	105
4.9	CCDF du signal 2 tons	106
4.10	Comparaison des modèles sur le C/I3 en fonction de l'écart fréquentiel pour différentes puissances moyennes d'entrée : Avago 4543	107
4.11	Description du signal du signal 16 QAM	107
4.12	Comparaison des modèles sur l'ACPR en fonction de l'écart fréquentiel pour différentes puissances moyennes d'entrée dans le cas d'un signal 16 QAM : Avago 4543	108
4.13	Description du signal du signal LTE	108
4.14	Comparaison des modèles sur l'ACPR en fonction de l'écart fréquentiel pour différentes puissances moyennes d'entrée dans le cas d'un signal LTE : Avago 4543	109
4.15	Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne d'entrée : Avago 4543	109
4.16	Rappel de la caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N à 2GHz	110
4.17	Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N : Mesures en quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit	111
4.18	Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N : Mesures en anti-quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit	111

4.19	Gain paramétrique avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N	112
4.20	Gain de conversion avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N	113
4.21	Comparaison des gains de conversion de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N avec la méthode directe et indirecte	113
4.22	Zoom sur le gain de conversion avec une caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N	114
4.23	Noyau BF1 avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	114
4.24	Noyau BF2 avec caractérisation 3tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase	115
4.25	Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Freescale MD7IC2012N	116
4.26	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR pour un signal 16 QAM : Freescale MD7IC2012N	117
4.27	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR pour un signal LTE : Freescale MD7IC2012N	118
4.28	Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne d'entrée : Freescale MD7IC2012N	119
4.29	Caractérisation mono-porteuse de l'amplificateur Freescale A2I22D050N à 2GHz	119
4.30	Caractérisation en mono-porteuse de l'amplificateur Freescale A2I22D050N en Module/Phase	120
4.31	Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N : Mesures en quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit	121
4.32	Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N : Mesures en anti-quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit	121
4.33	Gain paramétrique avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N	122
4.34	Gain de conversion avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N	123
4.35	Zoom sur le gain de conversion avec une caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N	123
4.36	Comparaison des caractéristiques pour des mesures à balayage continue et des mesures avec temps d'activation/pause : amplificateur Freescale A2I22D050N	124
5.1	Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Amplificateur Avago 4543	128
5.2	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal 16 QAM : Amplificateur Avago 4543	128
5.3	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal LTE : Amplificateur Avago 4543	129
5.4	Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne : Amplificateur Avago 4543	129
5.5	Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Amplificateur Freescale MD7IC2012N	130
5.6	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal 16 QAM : Amplificateur Freescale MD7IC2012N	131
5.7	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal LTE : Amplificateur Freescale MD7IC2012N	132
5.8	Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne : Amplificateur Freescale MD7IC2012N	133
5.9	Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Amplificateur Freescale AD2I22D050N	134
5.10	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal 16 QAM : Amplificateur Freescale AD2I22D050N	135
5.11	Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal LTE : Amplificateur Freescale AD2I22D050N	136

5.12 Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne : Amplificateur Freescale AD2I22D050N	137
---	-----

Liste des tableaux

2.1	Comparaison des récepteurs RF	57
2.2	Comparaison des récepteurs RF pour la caractérisation du modèle TPM-NIM	59
2.3	Spécifications du PNAX-5242A	61
3.1	Principales spécifications des instruments	88
3.2	Principales spécifications du VST NI PXIe-5646R	92
4.1	Domaine de validité des modèles de l'amplificateur Avago 4543	106
4.2	Domaine de validité des modèles de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N	115

Introduction générale

Les systèmes de communication sans fil offrent de nos jours un panel de services en constante évolution. Les différentes applications telles que la géolocalisation, l'accès à internet ou encore la transmission vidéo requièrent toujours plus de bande passante afin de satisfaire les utilisateurs en leur proposant des services plus rapides et de meilleure qualité. Pour répondre à cette demande grandissante, les systèmes de télécommunications modernes ont vu leurs architectures modifiées afin de pouvoir accueillir un maximum d'utilisateurs sur les bandes de fréquences allouées. Ce qui a contribué à l'essor des communications numériques.

Aujourd'hui, les schémas de modulation numériques adoptés sont à fortes efficacités spectrales pour véhiculer un flux d'information élevé sur un minimum d'espace fréquentiel. Cependant, leur utilisation engendre des signaux à grandes dynamiques sollicitant l'émetteur dans des zones de fonctionnement proches de la saturation. Il en résulte des phénomènes dispersifs non-linéaires complexes pouvant dégrader l'intégrité du signal à transmettre. Le développement d'un émetteur RF passe donc par la prise en compte de ces effets dès la phase de simulation pour disposer de cycles de conception courts et fiables.

La simulation au niveau système se base sur l'utilisation de macro-modèles. Cela revient à remplacer toutes les fonctions RF élémentaires (mélangeurs, amplificateurs, ... etc) par des descriptions mathématiques aussi appelées modèles comportementaux. De tels modèles doivent être rapides à exécuter dans les simulateurs tout en apportant le degré de précision suffisant sur le domaine d'utilisation. Leur représentativité est déterminante pour le dimensionnement des systèmes de communication. Par conséquent, leur établissement doit être mené à partir de données expérimentales afin d'avoir un comportement simulé proche du système réel. Parmi les éléments de la chaîne, l'amplificateur de puissance fait partie des circuits critiques à modéliser dans la mesure où il a une influence prépondérante sur le bilan de liaison en termes de rendement et de linéarité.

Pour le modéliser, de nombreuses méthodes s'appuient sur la théorie des séries de Volterra. Il s'agit d'une description mathématique bien établie pour les systèmes dynamiques non-linéaires. Si sous leurs formes originelles elles sont difficilement applicables pour des raisons d'identification et d'implémentation, d'importants travaux de simplification ont été menés au laboratoire XLIM pour étendre leur domaine aux télécommunications. L'une des topologies les plus avancées actuellement est connue sous le nom de modèle TPM-NIM (Two-Path Memory Nonlinear Integral Model). Toutefois, s'il présente un bon comportement théorique sa mise en œuvre à partir de données

expérimentales nécessite des équipements de grandes précisions qui ne sont pas abordables pour la plupart des concepteurs. Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit portent sur l'étude de nouvelles méthodologies de mesure pour rendre l'identification du modèle TPM-NIM possible avec une instrumentation RF standard accessible à la majorité des industriels et des laboratoires.

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'environnement lié à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance dans les émetteurs RF. Étant donné, que l'amplificateur est un circuit ayant un impact sur l'intégrité du signal à transmettre, les principaux facteurs de mérite traduisant et quantifiant les effets indésirables sont décrits. Puis, leurs origines sont détaillées et classifiées. Ensuite, des modèles permettant de reproduire ces phénomènes sont présentés en fin de chapitre.

Le second chapitre est dédié au développement d'un banc d'identification du modèle TPM-NIM. Dans une première partie, les principes théoriques de l'identification du modèle sont énoncés. Ensuite, une étude bibliographique des récepteurs RF est proposée afin de choisir le plus adapté à la théorie du modèle. Enfin, le chapitre se termine par une mise en application du banc sur 2 cas tests.

Le troisième chapitre présente un autre principe d'identification du modèle TPM-NIM pour pouvoir l'extraire avec une instrumentation standard. La théorie de cette méthode est dans un premier temps détaillée. Puis, un banc d'identification associé est proposé. Finalement, un banc de vérification du modèle est également présenté afin de pouvoir juger de la précision du modèle.

Le quatrième chapitre est consacré à l'évaluation du modèle TPM-NIM extrait avec la méthode du chapitre 3. Cette méthode d'identification est comparée à celle du chapitre 2.

Le cinquième chapitre propose une comparaison entre le modèle TPM-NIM extrait avec une instrumentation standard et d'autres modèles du même niveau de complexité sur des critères de niveau système.

Finalement, un bilan des travaux ainsi qu'une conclusion sur l'apport de la méthode d'identification du modèle TPM-NIM développée au chapitre 3 sont proposés. Le manuscrit se termine par quelques axes de recherches potentielles pour améliorer le travail effectué.

CHAPITRE 1

La modélisation système des amplificateurs de puissance dans les émetteurs RF

1.1 Introduction

Les demandes toujours croissantes en bande passante ainsi que l'augmentation des débits permettant d'avoir des transmissions sans fils rapides et fluides ont eu pour effets de modifier les signaux et les systèmes de télécommunications. Ces avancées tendent à améliorer l'efficacité spectrale mais ont pour conséquence d'augmenter la dynamique du signal. Dans ces conditions, l'amplificateur de puissance est stimulé fortement et génère des phénomènes dispersifs complexes. Aussi cela nécessite une caractérisation et une modélisation plus fines de l'amplificateur afin d'améliorer les prédictions du comportement du système dès la phase de conception.

Par conséquent, ce premier chapitre se focalise dans un premier temps sur les facteurs de mérite de l'amplification de puissance. Leurs objectifs sont de mieux percevoir et de mieux quantifier la qualité du signal qui traverse l'amplificateur. Par ailleurs, l'amplificateur de puissance est un composant engendrant des effets de mémoire. Leurs origines, leurs significations ainsi que leurs influences sur l'intégrité du signal véhiculé sont explicités au cours de ce chapitre. Ensuite, l'une des préoccupations actuelle dans le monde des télécommunications est de pouvoir simuler un système RF complet avec un niveau de détail le plus poussé. Cependant, les temps de calculs deviennent vite prohibitifs si la description du système descend au niveau composant ou circuit. Ainsi, un certain nombre de modèles dit "systèmes" ont été développés afin de réduire la taille du problème et les temps de simulation. La fin de ce premier chapitre est consacrée à la présentation de modèles comportementaux décrivant les phénomènes de mémoire présents dans les amplificateurs. Deux catégories de modèles sont présentées : ceux dont les équations constitutives sont extraites sur la base d'une classe de signaux bien particulière, puis ceux dont l'équation tend vers une représentation plus générale des signaux.

1.2 Les facteurs de mérite de l'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance (PA) est un élément non-linéaire et dispersif. Les facteurs de mérite présentés dans cette section sont des critères importants pour quantifier les effets non-linéaires et

dispersifs du PA. Ces critères sont utiles aux concepteurs de systèmes pour le chaînage des modules RE. Les modèles présentés en fin de section devront être capable de prédire au mieux les figures de mérite définies et utilisées par l'architecte système.

1.2.1 Caractérisation avec un signal mono-porteuse

Le PA est un circuit non-linéaire, ce qui signifie que sa puissance de sortie n'est pas une fonction linéaire de la puissance du signal d'entrée, ou que son déphasage n'est pas constant en fonction de la puissance d'entrée. Pour sonder la non-linéarité, l'un des tests élémentaires consiste à déterminer la conversion d'amplitude (AM-AM) et de phase (AM-PM). Cette caractérisation requiert de stimuler le circuit avec un signal mono-porteuse (CW) de puissance variable, placé à la fréquence centrale de la bande d'utilisation comme indiqué figure 1.1.

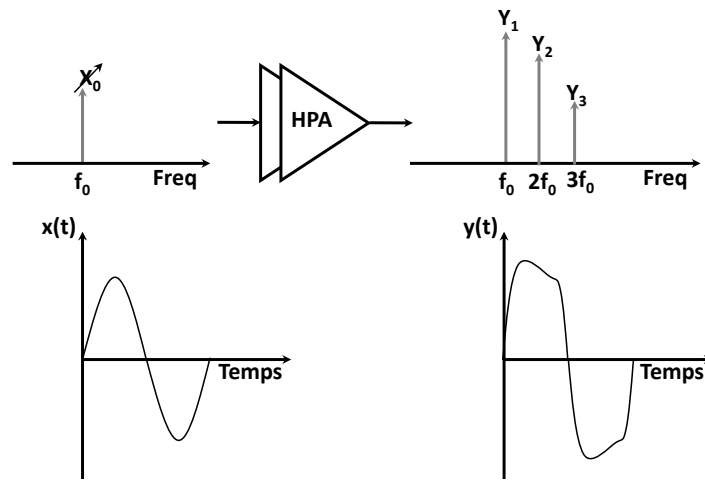


Figure 1.1 – Caractérisation mono-porteuse d'un amplificateur

Les signaux aux accès entrée et sortie du dispositif s'expriment alors sous la forme de séries de Fourier :

$$x(t) = X_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_0) \text{ et } y(t) = \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot f_0 \cdot t + \varphi_{Y_n}) \quad (1.1)$$

où X_0 , φ_0 et f_0 représentent respectivement l'amplitude, la phase et la fréquence du signal d'entrée. Y_n , φ_{Y_n} , $n = 1, \dots, N$ représentent les amplitudes et phases des composantes harmoniques du signal de sortie. Le nombre d'harmoniques N dépend du degré de non-linéarité du PA.

Les conversions AM-AM et AM-PM sont caractérisées par les relations de l'équation 1.2.

$$Y_1 = F_{AM/AM}(X_0) \text{ et } \varphi_{Y_1} = F_{AM/PM}(X_0) \quad (1.2)$$

En caractérisation CW, il est également important de relever la consommation DC de l'amplificateur afin de calculer le rendement en puissance ajoutée, PAE (Power Added Efficiency).

Cette grandeur est fondamentale car la durée de vie de la batterie du système en dépend.

$$PAE = \frac{P_Y - P_X}{P_{DC}} \quad (1.3)$$

Avec P_{DC} la puissance continue fournie par l'alimentation. P_Y : la puissance moyenne délivrée à la charge. P_X : la puissance moyenne disponible du générateur.

Dans un but d'illustration, la figure 1.2 donne l'allure générale des courbes de conversion ainsi que sur le rendement d'un amplificateur de puissance. Sur ce graphique, on peut observer deux zones de fonctionnement. Une zone où la puissance de sortie varie linéairement en fonction de la puissance d'entrée. Puis, une autre zone où la puissance de sortie tend à saturer à une valeur limite : c'est la zone dite de compression.

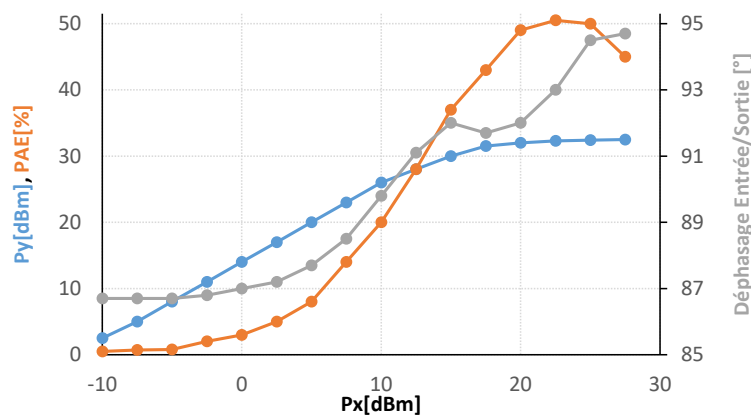


Figure 1.2 – Allure d'une caractérisation CW

Dans la zone linéaire, le signal conserve son intégrité mais le rendement de puissance reste faible, ce qui entraîne une surconsommation et un échauffement de l'amplificateur. En revanche, dans la zone de compression, le rendement augmente en contrepartie d'une dégradation du signal entraînant des distorsions en amplitude et en phase[1].

Une figure de mérite appelée point de compression à 1dB caractérise la limite du fonctionnement linéaire de l'amplificateur. Ce point de compression définit le niveau de puissance pour lequel l'écart entre la puissance de sortie mesurée et l'extrapolation linéaire est de 1dB. Au-delà de ce point, la linéarité de l'amplificateur est fortement dégradée. La figure 1.3 illustre graphiquement le point de compression à 1 dB.

Le point de compression à 1dB est caractérisé par ses 2 coordonnées : le point de compression en puissance d'entrée et le point de compression en puissance de sortie, soit en anglais, ICP1 (Input Compression Point) et OCP1 (Output Compression Point). La relation en dB qui les lie est :

$$OCP1 = ICP1 + (G_0 - 1) \quad (1.4)$$

Avec G_0 le gain en dB de l'amplificateur en petit signal.

Le test en mono-porteuse est très utile. Il permet de caractériser l'effet fondamental de non-linéarité du PA. Toutefois, il ne permet pas de renseigner complètement sur les effets de non-linéarité en présence de signaux à enveloppe variable.

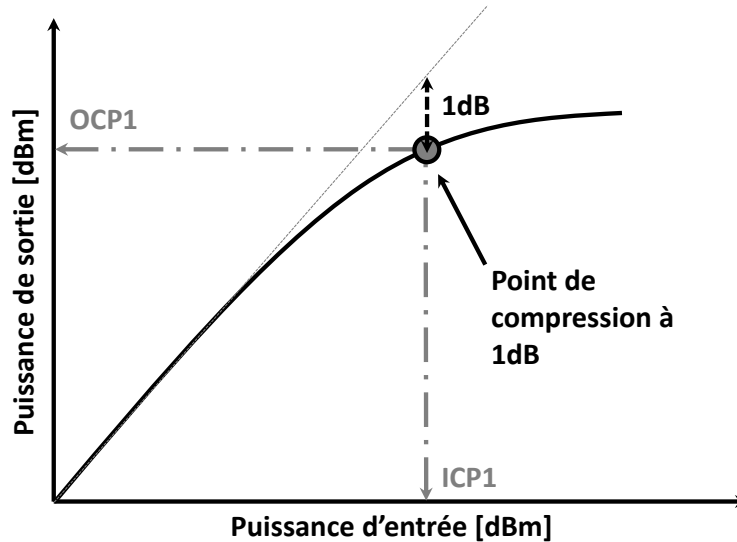


Figure 1.3 – Point de compression à 1dB

1.2.2 Caractérisation avec un signal bi-porteuse

Dans les systèmes de télécommunications, les signaux à amplifier sont modulés. Le signal le plus simple s'en rapprochant est le signal bi-porteuse (2 tons). L'expression d'une bi-porteuse est la suivante, où f_1 et f_2 représentent les deux fréquences porteuses :

$$x(t) = X_0 \cdot (\cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)) \text{ avec } \Delta f = |f_2 - f_1| \quad (1.5)$$

La caractérisation bi-porteuse permet une estimation de la génération des raies parasites, dites produits d'intermodulation, dans la bande utile de l'amplificateur comme le présente la figure 1.4. Ces raies parasites interviennent aux fréquences $m \cdot f_1 + n \cdot f_2$ avec $\{m, n\} \in \mathbb{Z}^2$. De manière générale, aux fréquences microondes, seuls les produits d'intermodulation d'ordre impair ($|m| + |n| = 3, 5, 7 \dots$) retombent dans la bande utile de l'amplificateur. Une figure de mérite dite point d'interception d'ordre $N = |m| + |n|$ permet de caractériser ces raies parasites. En général, l'étude se limite au point d'interception d'ordre $|m| + |n| = 3$. Les ordres supérieurs sont plus rarement évalués car leur niveau de puissance habituellement très faible en petit signal rend la mesure délicate. La figure 1.5 illustre le point d'interception d'ordre 3.

Tant que la puissance d'entrée de l'amplificateur est suffisamment faible, la puissance des raies d'intermodulation d'ordre 3 en sortie du PA, fonction de la puissance d'entrée, est linéaire en échelle logarithmique. Sa croissance est de 3dB en sortie pour 1dB en entrée. Le point d'intersection de l'extrapolation linéaire du signal utile et de celle de l'intermodulation d'ordre 3 est nommé IP3 (3rd

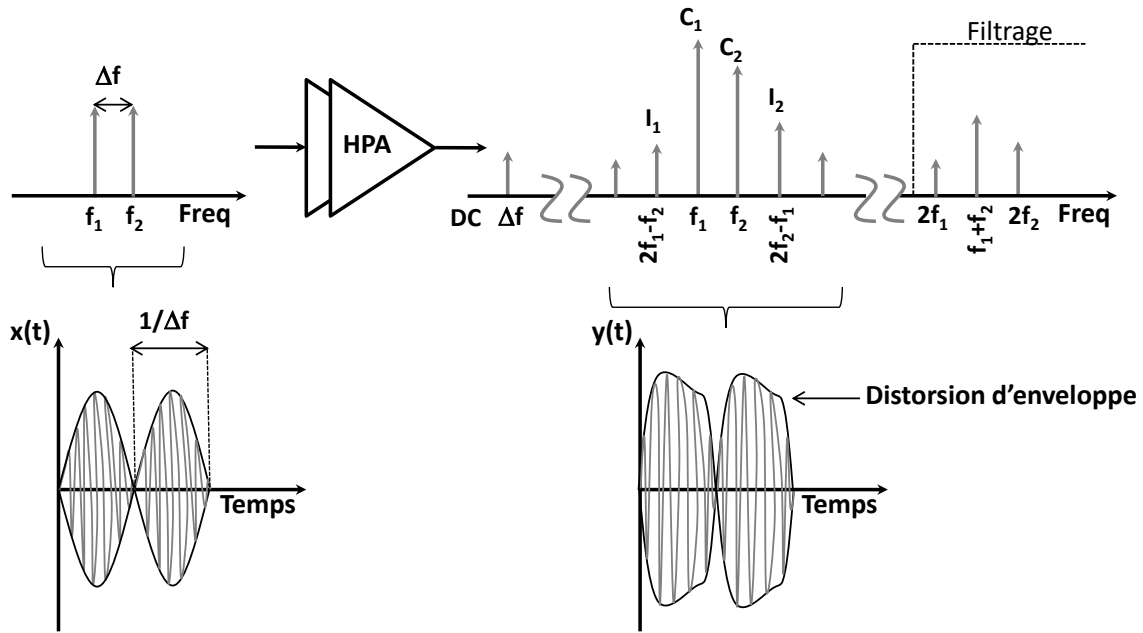


Figure 1.4 – Caractérisation d'un amplificateur avec un signal bi-porteuse

order intercept point). Ce point peut être référencé en puissance de sortie ($OIP3$) ou en puissance d'entrée ($IIP3$). De même que pour le point de compression à 1dB, $ICP1$, plus $OIP3$ est élevé, plus les produits d'intermodulation sont faibles et meilleure est la linéarité de l'amplificateur. En régime linéaire, on obtient la relation approchée suivante entre $ICP1$ et $IIP3$.

$$IIP3(dB) \approx ICP1 + 9.6dB \quad (1.6)$$

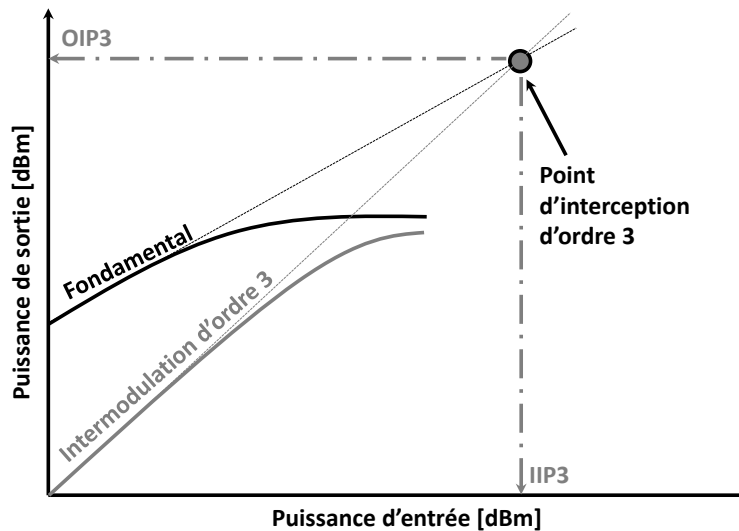


Figure 1.5 – Point d'interception d'ordre 3

Le point d'interception permet de caractériser les distorsions d'intermodulation pour des niveaux de puissance faible comme c'est le cas à l'entrée d'une chaîne de réception. Dans la chaîne d'émission, où les niveaux de puissance sont plus importants, on a recours à un autre facteur de

mérite appelé C/I_3 (Carrier to Inter-modulation distortion ratio). Il s'exprime souvent comme le rapport de la puissance moyenne des deux raies de porteuse sur la puissance moyenne des raies d'intermodulation d'ordre 3.

$$C/I_3(dBc) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2} \right) \quad (1.7)$$

Le test bi-porteuse permet une première estimation des distorsions d'intermodulation, mais ne permet pas d'extrapoler convenablement la réponse du PA lorsqu'il est soumis à des signaux de télécommunications plus complexes, du fait des effets de mémoire non-linéaire.

1.2.3 Caractérisation avec des signaux applicatifs de télécommunications

Dans les applications de télécommunications actuelles, il est demandé de pouvoir transmettre toujours plus de données sur une même bande passante. De ce fait, les signaux mis en jeu sont de plus en plus complexes et présentent des enveloppes temporelles très fortement variables. Cette caractéristique est définie par le niveau de PAPR (Peak-to-Average Ratio) qui représente la fluctuation de la puissance instantanée du signal par rapport à sa valeur moyenne. Pour un signal $x(t)$ quelconque la formule est donnée par :

$$PAPR(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\max_{t \in \{0, T\}} |\hat{x}(t)|^2}{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T |\hat{x}(t)|^2 \cdot dt} \right) \quad (1.8)$$

où $\hat{x}(t)$ est l'enveloppe du signal $x(t) = \Re \{ \hat{x}(t) \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} \}$, ω_0 est la fréquence de la porteuse et T est la durée de la trame de signal.

Un fort PAPR a pour effet de stimuler l'amplificateur dans toute sa zone de fonctionnement, depuis la zone linéaire jusqu'à la très forte compression. Les distorsions de signal résultantes dépendent à la fois du PAPR, de la puissance moyenne du signal, de la vitesse de variation et de la trajectoire temporelle de l'enveloppe. Pour quantifier les distorsions occasionnées dans ces conditions, deux figures de mérite sont couramment utilisées, l'une dans le domaine spectral et l'autre dans le domaine temporel.

1.2.3.1 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

L'ACPR est utilisé pour quantifier dans le domaine fréquentiel les remontées spectrales dans les canaux adjacents du fait de la non-linéarité du PA, comme le montre la figure 1.6. Il correspond au rapport entre la puissance moyenne du canal principal de largeur Δf_0 et les remontées de spectre dans les canaux adjacents de largeurs Δf_g et Δf_d , du fait des distorsions d'intermodulation.

$$ACPR(dBc) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2 \cdot \int_{\Delta f_0} P(f) \cdot df}{\int_{\Delta f_g} P(f) \cdot df + \int_{\Delta f_d} P(f) \cdot df} \right), \text{ avec } \Delta f_0 = \Delta f_g = \Delta f_d \quad (1.9)$$

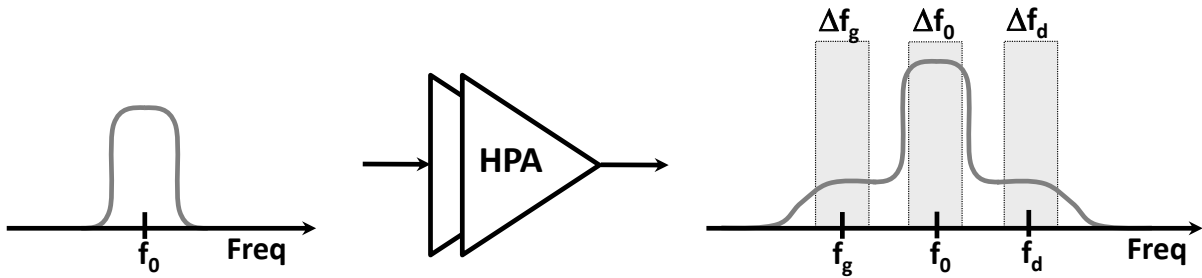


Figure 1.6 – Représentation de la caractérisation en ACPR

L'ACPR représente une figure de mérite importante. En effet, la puissance générée par les distorsions non-linéaires dans les canaux adjacents ne peut pas être éliminée par simple filtrage car elle retombe dans la bande utile de l'amplificateur. Ainsi, elle constitue une interférence inter-canaux lorsque les bandes adjacentes sont utilisées pour la transmission d'autres canaux. De ce fait, la puissance générée dans les canaux adjacents doit être minimisée et contrôlée.

1.2.3.2 EVM (Error Vector Magnitude)

L'EVM est une figure de mérite pour évaluer la non-linéarité des amplificateurs dans le domaine temporel. Sa représentation s'effectue à l'aide de signaux en bande de base représentés dans le plan complexe (I/Q) comme le montre la figure 1.7.

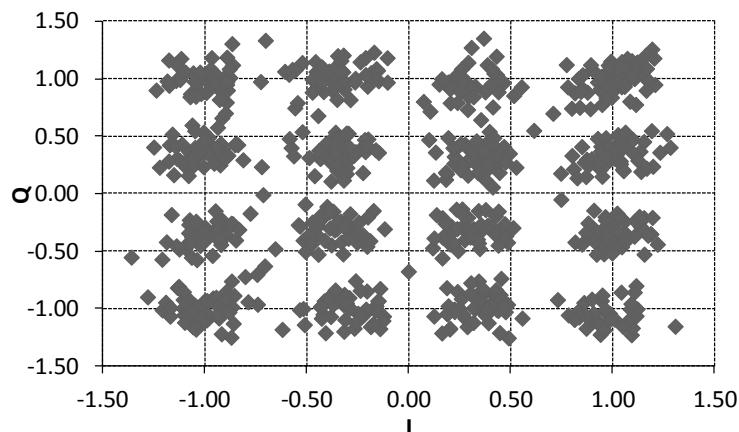


Figure 1.7 – Constellation d'un signal 16 QAM distordu

Il permet de caractériser les distorsions des constellations amplitude-phase du signal transmis.

L'EVM mesure la distance entre la constellation mesurée et la constellation théorique de référence. Il est traditionnellement exprimé en pourcentage et calculé comme la racine carrée du rapport entre la puissance moyenne du vecteur d'erreur et la puissance moyenne du vecteur de référence (figure 1.8).

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N |E_i|^2}{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N |S_{r,i}|^2}} \quad (1.10)$$

Avec N le nombre d'échantillons dans la trame. $S_{r,i}$ est le i ème échantillon du signal de référence. E_i est l'erreur entre le signal démodulé et le signal de référence comme représenté figure 1.8.

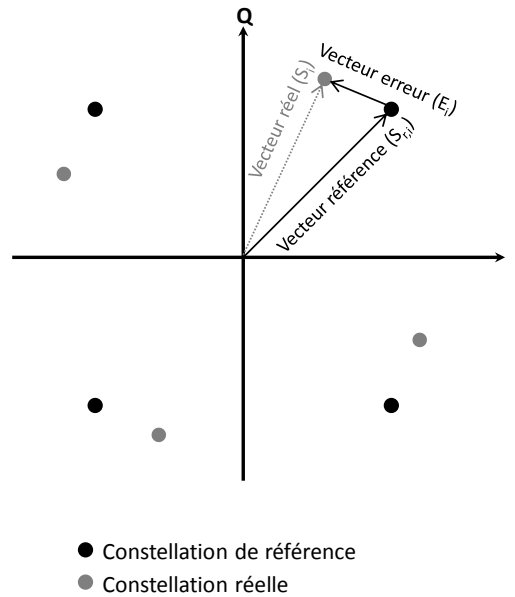


Figure 1.8 – Principe de calcul de l'EVM

1.3 Les effets de mémoire dans les amplificateurs de puissance

Du fait des courants de déplacement et de la propagation des ondes au sein de l'amplificateur, ce dernier ne répond pas de manière instantanée à une excitation radio-fréquence. On dit que l'amplificateur présente des effets de mémoire. Ainsi la réponse $y(t)$ du PA à un instant donné t , dépend de l'histoire du signal d'excitation $x(t - \tau)$, sur une certaine durée de mémoire. Par simplicité, dans une représentation à temps discret, le nombre d'échantillons du signal d'excitation contribuant à l'établissement de la réponse à un instant donné représente la profondeur de la mémoire comme illustré sur la figure 1.9.

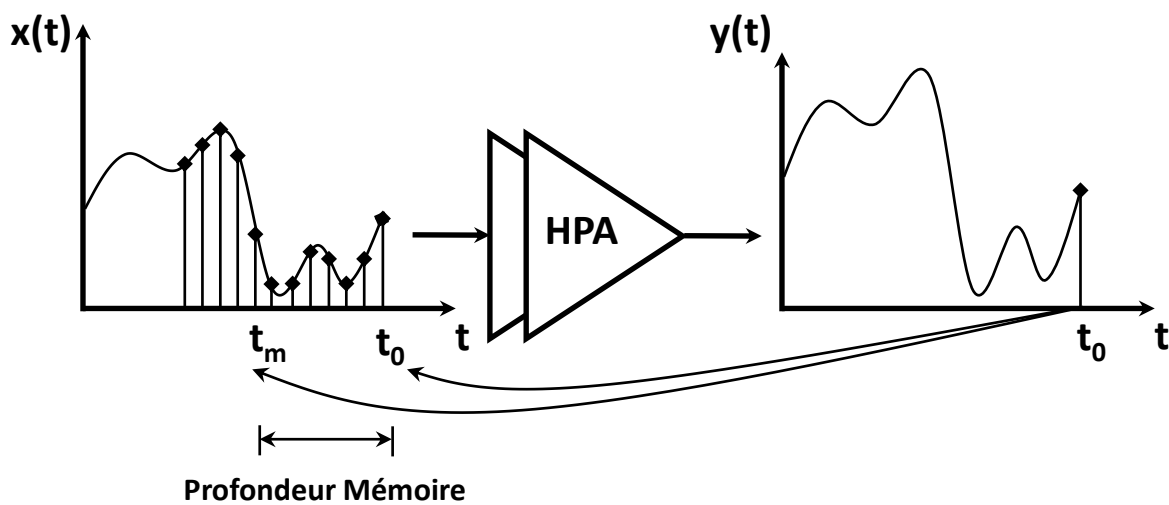


Figure 1.9 – Influence du signal d'excitation passé sur la réponse de l'amplificateur

En fonction du lien entre les phénomènes de mémoire et la non-linéarité du dispositif, les effets de mémoire peuvent être classés en 2 catégories [2][3] :

- *Les effets de mémoire linéaire* : ceux-ci traduisent une indépendance de effets de mémoire par rapport à la puissance du signal d'entrée. Dans ce cas, la sortie du système s'écrit comme une combinaison linéaire du signal d'entrée pris à différents instants :

$$y(t) = \sum_{i=0}^m h(t_i).x(t - t_i) \quad (1.11)$$

L'équation 1.11 qui est un produit de convolution, représente la réponse d'un filtre à réponse impulsionnelle finie. Comme nous l'avons vu précédemment l'amplificateur de puissance est un système non-linéaire, ainsi le modèle ci-dessus n'est valable que dans sa zone de fonctionnement petit signal.

- *Les effets de mémoire non-linéaire* : ceux-ci traduisent la modulation de mémoire causée par la non-linéarité de l'amplificateur. Par conséquent, ce phénomène combine les effets de mémoire linéaire à la partie non-linéaire du circuit. En premier abord, la sortie de l'amplificateur peut s'écrire de la manière suivante, séparant les mémoires purement linéaire et non-linéaire :

$$y(t) = \sum_{i=0}^m h(t_i).x(t - t_i) + f_{non-linéaire}(x(t - t_1), \dots, x(t - t_m)) \quad (1.12)$$

En fonction de leurs origines et de leurs durées, les effets de mémoire non-linéaire peuvent être divisés en deux classes : la mémoire dite à court terme et celle dite à long terme.

1.3.1 Les effets de mémoire non-linéaire à court terme

Les effets de mémoire à court terme sont caractérisés par des constantes de temps de l'ordre de la période de la porteuse RF. Ces effets constituent ce que l'on désigne couramment par le temps de propagation de groupe. Ce type de mémoire est visible sur la réponse fréquentielle en mono-porteuse d'un d'amplificateur. Elle se traduit généralement par des variations non parallèles des courbes de gain et/ou de déphasage de l'amplificateur comme le montre l'exemple figure 1.10.

Les composantes de l'amplificateur engendrant de la mémoire courte sont essentiellement :

- Les réseaux d'adaptations, les distributeurs et combineurs inter-étages, qui de par leur nature réactive et/ou propagative retardent la réponse de l'amplificateur.
- Les capacités de charge d'espace non-linéaires et les temps de transit des porteurs de charge dans le canal des transistors. Ces mécanismes créent des effets de mémoire intrinsèquement non-linéaires.

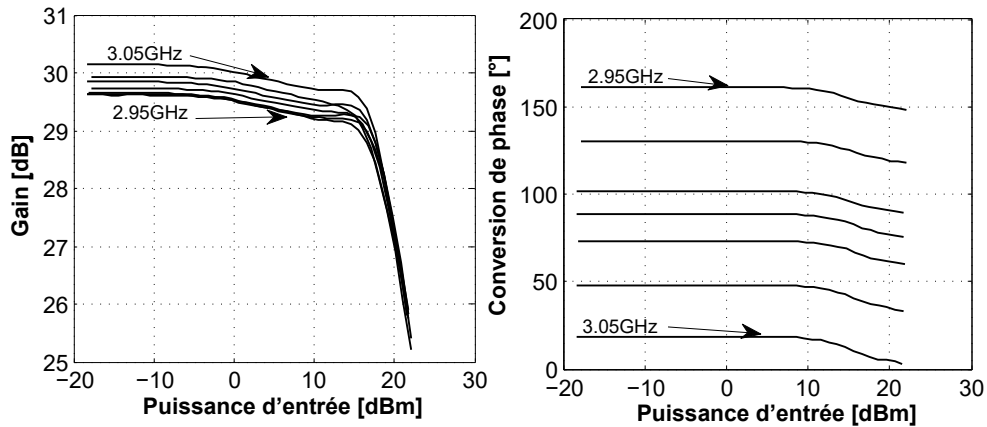


Figure 1.10 – Caractérisation CW d'un amplificateur

1.3.2 Les effets de mémoire non-linéaire à long terme

La mémoire à long terme inclue des constantes de temps qui sont de l'ordre de l'inverse de la bande passante du système, voire bien plus grandes. Elle est stimulée par les signaux de modulation de la porteuse. Les mécanismes générant de la mémoire longue sont notamment :

- Les effets thermiques : Ils sont causés par le couplage électrothermique au sein des cellules actives [4]. La puissance dissipée produit une élévation de température qui modifie les caractéristiques électriques de l'amplificateur. Comme la température évolue lentement comparée aux variations d'amplitude du signal, le couplage électrothermique produit des effets avec autant de retard sur la réponse de l'amplificateur.
- Les effets de pièges : Les matériaux semi-conducteurs présentent des défauts qui piègent des porteurs de charges pour les libérer avec un temps de retard dépendant des conditions de polarisation dynamiques. Les pièges sont plus particulièrement présents dans les technologies III-V nitrure de gallium (GaN)[5].
- Les circuits de polarisation : la non-linéarité de cellules actives de l'amplificateur produit un redressement du signal RF dont la composante basse fréquence modifie dynamiquement le point de polarisation du PA [6]. Cette auto-polarisation s'effectue avec un retard dépendant des constantes de charge du circuit de découplage de polarisation.
- Les circuits de contrôle : De nombreux amplificateurs comportent des circuits de contrôle de polarisation, de gain, ou de température, présentant des constantes de temps longues par rapport à la fréquence RF.

Ces différents mécanismes induisent une dynamique non-linéaire et lente du signal de modulation. Ils peuvent être schématisés par des filtres non-linéaires équivalents passe bas. Aussi ces effets sont significatifs lorsque l'amplificateur est soumis à une enveloppe variable qui génère par

intermodulation des composantes spectrales retombant dans la bande passante basse de la mémoire à long terme.

La méthode la plus simple permettant de visualiser la manifestation des effets de mémoire à long terme consiste en la mesure des produits d'intermodulation d'ordre 3, à partir d'une mesure 2 tons avec balayage de l'écart de fréquence. A titre d'exemple, la figure 1.11 présente une caractérisation en 2 tons d'un amplificateur en technologie SiGe fonctionnant à une fréquence centrale de 3GHz.

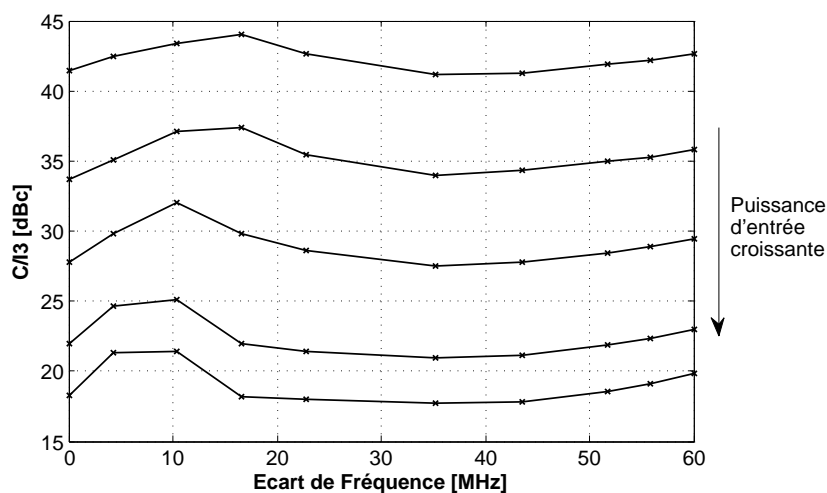


Figure 1.11 – Caractérisation en bi-porteuse d'un amplificateur

On observe sur cette figure des variations du rapport C/13 importantes lorsque l'écart de fréquence se situe en dessous de 30MHz, avec une fréquence de résonance allant de 7 à 15MHz. Ces effets de mémoire à long terme sont ici attribués uniquement au circuit de polarisation car la puissance dissipée est faible, les pièges sont négligeables en technologie SiGe, et le circuit ne comporte pas de système de contrôle de gain.

1.4 La modélisation système des amplificateurs de puissance à mémoire

1.4.1 Les principes de modélisation système

Aujourd'hui les ingénieurs disposent d'algorithmes et d'outils de simulation performants tels que l'Intégration Temporelle, l'Equilibrage Harmonique[7] et le Transitoire d'Enveloppe[8], qui répondent bien à la problématique de conception d'amplificateur classique. Cependant, ces outils deviennent inefficaces lorsqu'on s'intéresse à la simulation d'un système RF plus complexe tel qu'une chaîne d'émission-réception RF. En effet, le nombre important des composants actifs et passifs d'une part, et la nécessité de traiter des signaux de communication complexes d'autre part, entraînent des temps de simulations et des volumes de mémoire rédhibitoires. Il est alors nécessaire de trouver des mécanismes de réduction d'ordre du problème pour simuler de manière plus rapide le système tout en gardant un degré de finesse suffisant. On parle alors des techniques de modélisation comportementale. Elles consistent à simplifier la description du système tout en conservant les caractéristiques d'intérêt pour l'application visée. On recherche ainsi généralement la relation

entrée-sortie du système sans en inférer à la structure interne du système. Le signal réel d'excitation du système peut s'écrire sous la forme suivante :

$$x(t) = \Re \left\{ \hat{x}(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \right\} \quad (1.13)$$

Où $\hat{x}(t)$ représente l'enveloppe complexe et ω_0 la fréquence de la porteuse RF.

La réponse du système $y(t)$ est de la forme :

$$y(t) = F_{NL}(x(t), t) \quad (1.14)$$

Avec F_{NL} la caractéristique non-linéaire du système.

Les modèles que nous considérons dans notre travail sont de type passe bande. C'est-à-dire que seule l'information autour de la porteuse est considérée. Aux fréquences microondes les harmoniques de la porteuse se trouvent en règle générale à l'extérieur de la bande utile de l'amplificateur, de sorte que les composantes harmoniques présentes en sortie subissent un filtrage important qui permet raisonnablement de les considérer comme négligeables au premier ordre. De plus, comme l'information à véhiculer se trouve dans l'enveloppe complexe, il est possible d'isoler la porteuse et d'étudier le système uniquement au travers des relations entre enveloppes entrée-sortie comme schématisé sur la figure 1.12. L'abstraction de la porteuse permet l'échantillonnage direct du signal en bande de base. La fréquence d'échantillonnage est alors plus faible que la fréquence de porteuse. Le nombre d'échantillons et les temps de simulation sont d'autant réduits.

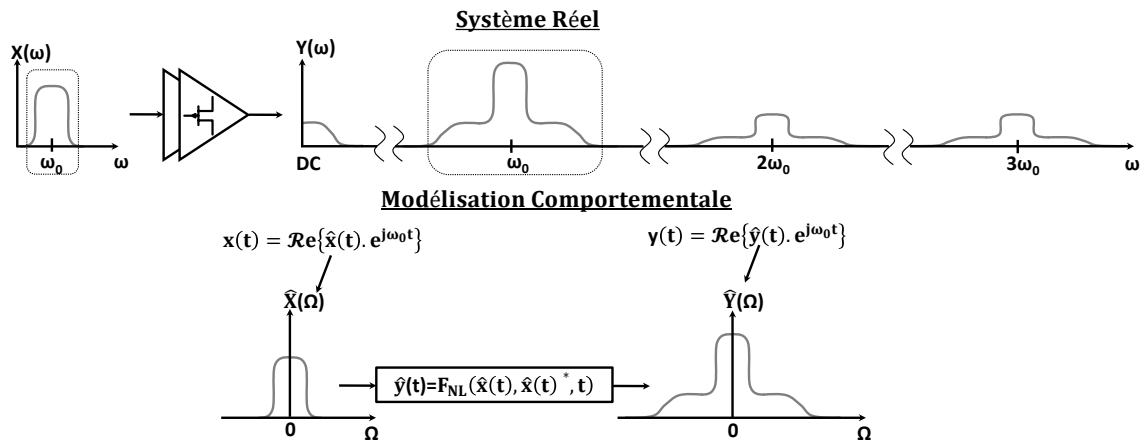


Figure 1.12 – Principe de modélisation comportementale

Ainsi, la réponse temporelle d'un système modélisé s'écrit :

$$\hat{y}(t) = F_{NL}(\hat{x}(t), \hat{x}(t)^*, t) \quad (1.15)$$

1.4.2 Modèle bilatéral et modèle unilatéral du PA

Un PA est un quadripôle non-linéaire qui peut être schématisé comme sur la figure 1.13, où $\hat{a}_1(t)$, $\hat{a}_2(t)$, $\hat{b}_1(t)$, $\hat{b}_2(t)$ représentent les enveloppes complexes des ondes incidentes et réfléchies et $\hat{I}_1(t)$,

$\hat{I}_2(t)$, $\hat{V}_1(t)$, $\hat{V}_2(t)$, les enveloppes complexes des tensions et courants aux accès.

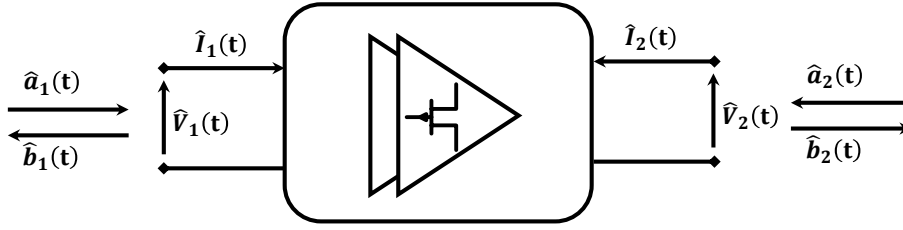


Figure 1.13 – Modélisation d'un quadripôle non-linéaire

Les équations reliant les ondes de puissance aux courants et tensions sont données ci-dessous, où Z_0 est l'impédance de référence, généralement considérée égale à 50Ω .

$$\hat{a}_1(t) = \frac{\hat{V}_1(t) + Z_0 \cdot \hat{I}_1(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(Z_0)}} \quad \hat{b}_1(t) = \frac{\hat{V}_1(t) - Z_0^* \cdot \hat{I}_1(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(Z_0)}} \quad (1.16)$$

$$\hat{a}_2(t) = \frac{\hat{V}_2(t) + Z_0 \cdot \hat{I}_2(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(Z_0)}} \quad \hat{b}_2(t) = \frac{\hat{V}_2(t) - Z_0^* \cdot \hat{I}_2(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(Z_0)}} \quad (1.17)$$

Un modèle prenant en compte les deux ondes incidentes et réfléchies aux deux accès du PA est dit modèle bilatéral [9, 10, 11]. Cependant, dans la conception des systèmes amplificateurs, on s'efforce à réaliser une assez bonne adaptation d'impédance, de sorte que les ondes $\hat{a}_2(t)$ et $\hat{b}_1(t)$ peuvent être considérées comme négligeables. On a alors les relations :

$$\hat{a}_1(t) = \frac{\hat{V}_1(t)}{\sqrt{\Re(Z_0)}} \quad \hat{b}_2(t) = \frac{\hat{V}_2(t)}{\sqrt{\Re(Z_0)}} \quad (1.18)$$

Dans ce cas, le comportement de l'amplificateur est entièrement défini par la fonction F_{NL} qui relie l'onde incidente d'entrée à l'onde transmise.

$$\hat{b}_2(t) = F_{NL}(\hat{a}_1(t), \hat{a}_1(t)^*, t) \quad (1.19)$$

On dit alors qu'on a affaire à un modèle unilatéral. Dans ce travail de thèse, nous nous limiterons à l'étude de modèles de PA unilatéraux.

1.4.3 Modélisation des effets de mémoire dans les amplificateurs de puissance

Du fait de la complexité grandissante des signaux de communication, il est de plus en plus crucial pour les modèles comportementaux de prendre en compte les effets de mémoire non-linéaire que nous avons indiqué précédemment. Ces phénomènes de mémoire dépendent de différents facteurs liés à la fois aux caractéristiques intrinsèques de l'amplificateur de puissance et du signal à traiter. De nombreuses études ont été menées sur les modèles d'amplificateur pour les télécommunications. Ces dernières peuvent être divisées en deux catégories :

- Les modèles semi-empiriques à topologie localisée, composés par une mise en cascade et/ou

en parallèle de non-linéarités statiques et de filtres linéaires.

— Les modèles à topologie distribuée basés sur des formalismes mathématiques plus généraux.

Dans la suite de ce travail, l'analyse portera uniquement sur les modèles mathématiques à topologie distribuée et plus précisément sur ceux reposant sur la théorie des séries de Volterra. Ce formalisme a été introduit pour la première fois par le mathématicien italien Vito Volterra en 1887. La première application de cette théorie a été réalisée par Norbert Wiener dans le cadre d'analyses de circuits non-linéaires avec une excitation de type bruit blanc gaussien [12]. Le développement des méthodes de Wiener a été bien présenté par Martin Schetzen qui fournit une introduction complète aux fondements mathématiques et à l'utilisation des séries de Volterra [13].

1.4.3.1 Les séries de Volterra

La réponse d'un système linéaire invariant dans le temps peut être représentée par le produit de convolution.

$$\hat{y}(t) = \int_0^{+\infty} h(\tau) \cdot \hat{x}(t - \tau) d\tau \quad (1.20)$$

Avec h la réponse impulsionnelle et \hat{x} l'enveloppe du signal d'excitation. Par ailleurs, la sortie d'un système non-linéaire sans mémoire peut s'écrire sous la forme d'une série de Taylor.

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} C_k \cdot \hat{x}(t)^k \quad (1.21)$$

Avec C_k les coefficients de la série.

La combinaison de 1.20 et 1.21 permet d'aboutir au formalisme des séries de Volterra.

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \hat{y}_k(t) \quad (1.22)$$

$$\text{avec } \hat{y}_k(t) = \int_{\tau_k=-\infty}^{+\infty} \dots \int_{\tau_1=-\infty}^{+\infty} h_k(\tau_1, \dots, \tau_k) \prod_{i=1}^k \hat{x}(t - \tau_i) d\tau_i$$

Où k représente l'ordre de non-linéarité, \hat{y}_k la fonctionnelle d'ordre k , τ_k la durée de la mémoire et $h_k(\tau_1, \dots, \tau_k)$ la réponse impulsionnelle non-linéaire d'ordre k aussi appelée noyau de Volterra d'ordre k . Cette réponse impulsionnelle est indépendante du signal d'excitation.

En pratique, les données permettant l'identification du modèle proviennent de mesures physiques ou de simulations numériques. De ce fait, l'axe temporel est discrétisé avec un échantillon tous les $t = n \cdot T_{éch}$ avec $n \in \mathbb{N}$ et $T_{éch}$ la période d'échantillonnage. De plus, dans les systèmes réels la durée de mémoire est finie. Par conséquent, l'équation 1.22 s'écrit dans le domaine des temps discrets

comme il suit.

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=1}^{+\infty} \hat{y}_k(n) \quad (1.23)$$

$$\text{avec } \hat{y}_k(n) = \sum_{\tau_k=0}^M \dots \sum_{\tau_1=0}^M h_k(\tau_1, \dots, \tau_k) \prod_{i=1}^k \hat{x}(n - \tau_i)$$

Il peut être conclu de 1.22 et de 1.23 que le développement en séries de Volterra est une série de Taylor incluant les effets de mémoire de façon non dissociés et permettant la généralisation du produit de convolution. Sous sa forme graphique, le modèle de Volterra est schématisé par une somme de filtres de dimensions différentes comme le montre la figure 1.14.

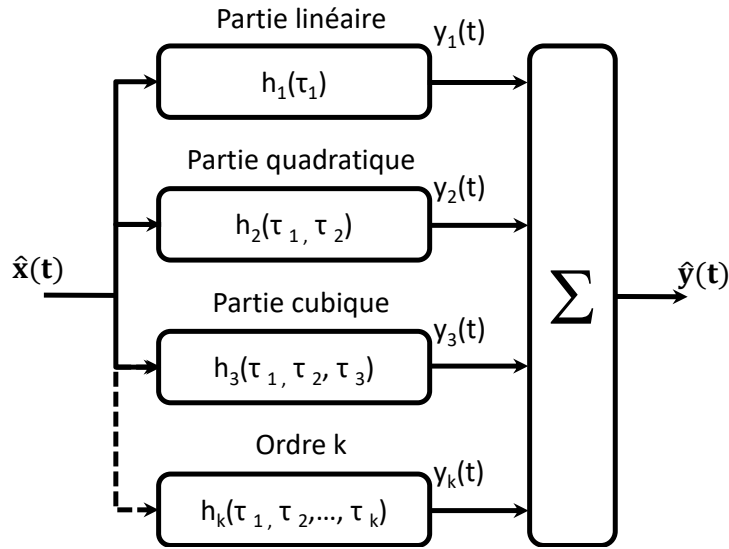


Figure 1.14 – Topologie générale du modèle de Volterra classique

Ainsi, plus le degré de non-linéarité du dispositif à modéliser est élevé, plus il y a de noyaux à déterminer. Dans l'équation 1.23, chaque échantillon $h_k(\tau_1, \dots, \tau_k)$ de toute réponse impulsionnelle constitue un coefficient du modèle dont il faut déterminer la valeur. Les valeurs des coefficients sont déterminées par un processus de minimisation moindres carrés entre la réponse du modèle et la réponse mesurée du système. Malheureusement, le nombre de coefficients croît de manière exponentielle avec la durée de mémoire du système M et le degré de non-linéarité k , ce qui constitue une limitation importante à l'utilisation de ce modèle pour les amplificateurs RF.

1.4.3.2 Le modèle de polynôme à mémoire généralisé (GMP)

Pour surmonter les problèmes de complexités des séries de Volterra en termes d'implémentation et d'identification des noyaux, de nombreux modèles simplifiés ont été développés. En particulier, les modèles dont la structure de base repose sur la notion de polynôme à mémoire (MP) [14]. Le polynôme à mémoire est un cas particulier de la série de Volterra 1.23 dans lequel les noyaux $h_k(\tau_1, \dots, \tau_k)$ sont non nuls uniquement sur la diagonale temporelle $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_k$. Ainsi la série se réduit à l'expression suivante.

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=0}^M a_{km} \cdot \hat{x}(n - \tau_m) \cdot |\hat{x}(n - \tau_m)|^{2k} \quad (1.24)$$

Le modèle de polynôme à mémoire considère que les contributions de l'historique du signal d'entrée sont non-linéaires, mais cependant indépendantes d'un instant à un autre. Pour améliorer les performances du modèle, une extension d'ordre 2 du modèle, dite modèle de polynôme à mémoire généralisé (GMP), est couramment adoptée [15]. Le modèle GMP considère une dépendance deux par deux des instants de l'historique du signal, en introduisant dans le polynôme des coefficients de puissance croisés entre deux instants de temps.

$$\hat{y}_{GMP}(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P a_{kmp} \cdot \hat{x}(n - \tau_m) \cdot |\hat{x}(n - \tau_m - \tau_p)|^{2k} \quad (1.25)$$

En introduisant une durée de mémoire secondaire P , hors diagonale, le modèle GMP est positionné entre le modèle MP et les séries de Volterra en termes de complexité et de performances. Le GMP est souvent perçu comme une alternative intéressante aux lourds calculs des séries de Volterra. Notamment, en présence de forts effets de mémoire pour des applications avec des signaux modulés. Le terme a_{kmp} du modèle est obtenu après une phase d'optimisation sur une trame d'un signal d'intérêt. Cette trame est généralement choisie de manière à stimuler à la fois la non-linéarité et la bande spectrale visée.

1.4.3.3 Le modèle de Volterra à noyaux dynamiques réduits (DDRV)

Le modèle DDRV est une formulation discrète de la série de Volterra à noyaux dynamiques [16], [17]. Cette formulation a été introduite pour la première fois par Anding Zhu [18], [19]. La particularité du modèle DDRV (Dynamic Deviation Reduction Volterra Model) est la séparation des effets purement statiques des effets dynamiques. On considère alors deux polynômes séparés, un polynôme d'ordre K_S pour les effets statiques et un autre d'ordre K_D pour les effets purement dynamiques. Ce faisant il est possible de considérer un ordre de polynôme plus faible pour les effets purement dynamique; ce qui permet de réduire le nombre de coefficients tout en conservant une bonne qualité de modélisation.

$$\hat{y}_{DDRV}(n) = \sum_{k=0}^{K_S} a_k \cdot \hat{x}(n) \cdot |\hat{x}(n)|^{2k} + \sum_{r=1}^{K_D} \left\{ \sum_{k=r}^{K_S} |\hat{x}(n)|^{2(k-r)} \left[\sum_{m_1=1}^M \dots \sum_{m_r=m_{r-1}}^M b_{k,r}(m_1, \dots, m_r) \cdot \prod_{p=1}^r \hat{x}(n - m_p) \cdot \prod_{p=1}^{2r-1} \hat{x}(n - m_p)^* \right] \right\} \quad (1.26)$$

Où a_k et $b_{k,r}(m_1, \dots, m_r)$ représentent respectivement les noyaux statiques et dynamiques de la série dissociée. K_S et K_D sont les degrés de non-linéarité statique et dynamique. M est la profondeur de mémoire.

Comme pour le GMP, les coefficients du modèle DDRV sont obtenus par minimisation moindres carrés de l'erreur entre la sortie du modèle et la sortie mesurée, de préférence sur un signal de communication ayant une grande richesse spectrale. De nombreuses applications ont été réalisées avec ce modèle, notamment dans le domaine de la pré-distorsion [20].

1.4.3.4 Le modèle TPM-NIM

Les modèles précédents, le modèle GMP et le modèle DDRV, sont des filtres non-linéaires à temps discrets et à réponses impulsionnelles finies. Comme il a été indiqué, les coefficients de ces modèles sont obtenus par optimisation de la réponse du modèle vis-à-vis d'un stimulus caractéristique. Aussi, une des difficultés consiste à choisir les paramètres du modèle (le pas de temps discret, la durée de mémoire et l'ordre du polynôme) pour assurer son bon fonctionnement dans des conditions d'excitation plus ou moins différentes du stimulus caractéristique. Par ailleurs, la procédure d'optimisation des modèles polynômiaux est connue pour être mal conditionnée, à savoir que la réponse de modèles d'ordres élevés tend à être divergente dès lors que la dynamique du signal d'excitation sort de la plage d'acceptation. En conséquence, les modèles à temps discret tendent à n'être fonctionnels que pour la classe de stimuli ayant servi à l'extraction, ce qui est une limitation importante en particulier pour les applications de télécommunications à standards multiples. Par ailleurs, la nécessité d'avoir recours à des stimuli spectralement riches ne permet guère la modélisation de dispositifs en cours de design. En effet dans ce cadre, la caractérisation de l'amplificateur se fait à partir de simulations circuits (généralement sous ADS), par des méthodes d'analyse transitoire rendant les temps de calculs prohibitifs avec des difficultés de convergence et une précision souvent mauvaise.

Pour tenter de contourner ces problèmes, une approche alternative, basée sur une composition de filtres non-linéaires à temps continu, est abordée à XLIM depuis de nombreuses années [21, 22, 23]. L'aboutissement de cette approche est le modèle TPM-NIM (Two-Path Memory Nonlinear Integral Model) développé par C. Quindroit [24]. Le modèle TPM-NIM est un modèle empirique basé sur l'observation commune que les deux mécanismes de mémoire (mémoire à court terme et mémoire à long terme) interagissent dans le circuit sous la forme d'une boucle à rétroaction non linéaire [25, 26], comme schématisée sur la figure 1.15.

La réponse court-terme génère une non-linéarité forte qui crée des harmoniques et des produits d'intermodulation haute fréquence, mais également des battements basse fréquence. Les battements basse fréquence se couplent dans le circuit de polarisation avec les effets d'auto-échauffement et pièges électriques, ce qui a pour effet une modulation lente du point de polarisation de l'amplificateur. La modulation du point de polarisation à son tour infléchit l'évolution de la réponse court-terme sur le long-terme. En considérant l'hypothèse dans laquelle le gain total de la boucle de rétroaction reste relativement faible, l'équation du modèle peut se mettre sous la forme suivante [24].

$$\hat{y}(t) = \hat{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \hat{u}_{BF}(t)) \quad (1.27)$$

où $\hat{y}_{HF}(t)$ représente la réponse à court-terme, également désignée "réponse HF", et $\hat{u}_{BF}(t)$ la modulation de la réponse court-terme, désignée également "réponse BF", due aux effets de mémoire à long-terme. Cette équation est schématisée sur la figure 1.16.

On peut noter que la non-linéarité et la mémoire du système sont commandées par les 3 variables

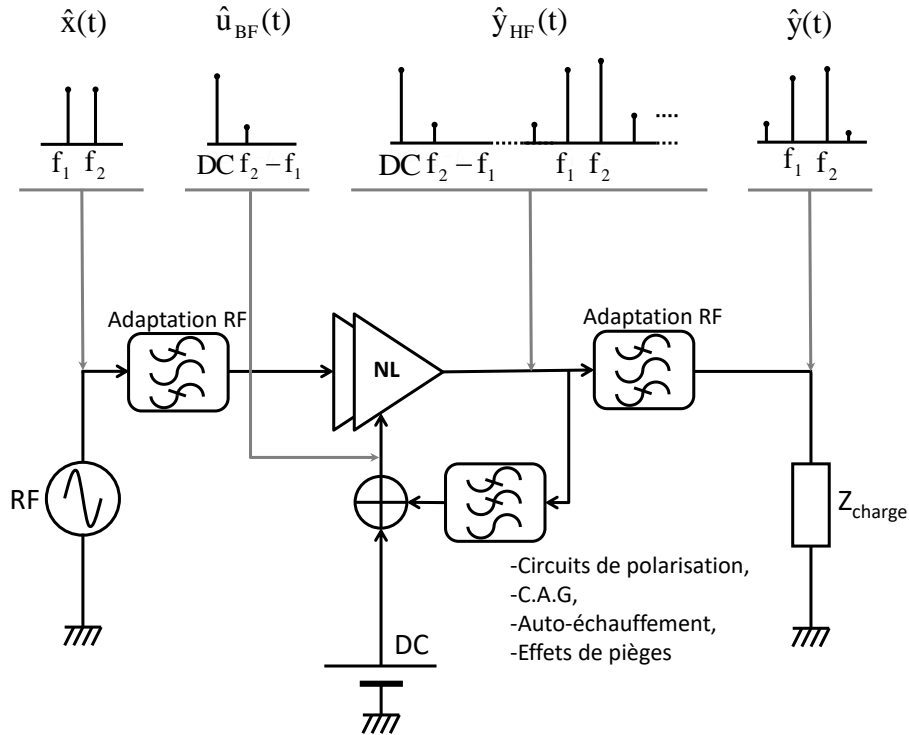


Figure 1.15 – Schématisation des phénomènes de mémoire dans un amplificateur de puissance

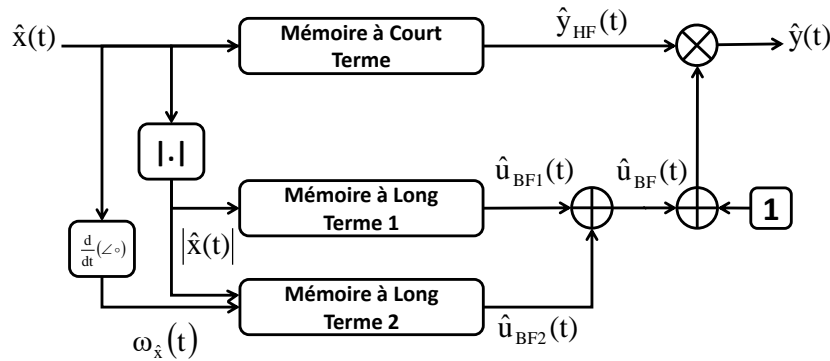


Figure 1.16 – Topologie du modèle TPM-NIM

d'état qui sont l'amplitude, la phase et la fréquence instantanée du signal d'entrée, ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 |\hat{x}(t)| &= \sqrt{\hat{x}(t) \cdot \hat{x}(t)^*} \\
 \angle \hat{x}(t) &= \tan^{-1} \left(-j \cdot \frac{\hat{x}(t) - \hat{x}(t)^*}{\hat{x}(t) + \hat{x}(t)^*} \right) \\
 \omega_{\hat{x}} &= \frac{d\angle \hat{x}(t)}{dt}
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

Le modèle est composé de deux voies, la voie court-terme ou haute-fréquence et la voie long-terme ou basse-fréquence, d'où le sigle anglais TPM (Two-Path Memory). Par ailleurs, chaque voie est caractérisée par une intégrale de convolution non-linéaire, qui est une forme simplifiée de la série de Volterra, d'où l'extension NIM (Nonlinear Integral Model) dans le nom du modèle. L'équation

complète du modèle s'écrit comme ci-dessous [27].

$$\begin{aligned}
 \hat{y}(t) &= \hat{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \hat{u}_{BF}(t)) \\
 \hat{y}_{HF}(t) &= \int_0^{T_M} h_{HF}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \\
 \hat{u}_{BF}(t) &= \int_0^{T_M} h_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{x}(t-\tau)| \cdot d\tau \\
 &\quad + \int_0^{T_M} h_{BF2}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \omega_{\hat{x}}(t-\tau) \cdot d\tau
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

Où $h_{HF}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau)$, $h_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau)$, et $h_{BF2}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau)$ sont respectivement les réponses impulsionnelles non-linéaires (ou noyaux) des voies HF et BF, dont la durée T_M peut être théoriquement infinie. On peut noter également que les intégrales de convolution prises individuellement représentent chacune un modèle d'Hammerstein [28] qui est l'équivalent temps-continu du modèle de polynôme à mémoire. La dissociation des effets de mémoire court et long termes opérée dans l'équation 1.29 et sa topologie obtenue suite à une analyse phénoménologique de la structure de l'amplificateur de puissance laissent espérer que le modèle qui en est issu soit opérationnel pour une large catégorie de signaux. Les travaux menés dans la thèse de C. Quindroit [24] et par la suite ont permis de confirmer cette hypothèse. Cependant, s'il a été montré que l'identification des noyaux du modèle est relativement aisée à partir de schéma de conceptions (méthode d'Harmonique Balance), une méthode de caractérisation pratique et fiable à partir d'instruments de mesure physique reste encore à mettre en œuvre. Cette deuxième problématique constitue l'objet principal de ce travail de thèse.

1.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, les caractéristiques principales de l'amplificateur de puissance ont été présentées. Elles permettent à la fois de sonder la non-linéarité et les effets dispersifs du PA et fournissent des figures de mérite permettant de juger de la qualité des réalisations.

Nous avons ensuite très brièvement relevé les phénomènes à l'origine de la non-linéarité et des effets dispersifs, et leur imbrication dans la structure du PA. Une modélisation comportementale plus précise de ces phénomènes s'avère de plus en plus nécessaire pour permettre une conception mieux maîtrisée des systèmes RF de futures générations.

Nous avons aussi succinctement introduit les deux principaux modèles actuellement utilisés pour la modélisation de PA, à savoir les modèles GMP et DDRV. Ces deux modèles sont des formes discrètes qui dérivent du modèle des séries de Volterra. Ils présentent tous les deux un certain nombre d'avantages et de limitations bien connus. Puis nous avons présenté le modèle TPM-NIM développé à XLIM qui se propose de corriger une partie des limitations précédentes. Les études antérieures montrent que ce modèle apporte une solution intéressante. Cependant, sa mise en œuvre nécessite la mise au point d'une instrumentation pointue qui n'est pas encore disponible et qui fait l'objet de

ce travail de thèse.

Les deux prochains chapitres seront consacrés à l'étude de dispositifs de mesure permettant l'identification des noyaux du modèle TPM-NIM. Tout d'abord, une méthode d'identification dite directe sera présentée, puis une méthode dite indirecte sera étudiée.

CHAPITRE 2

Banc de caractérisation directe du modèle TPM-NIM

2.1 Introduction

Des travaux précédents de thèse ont montré, sur la base de caractérisations par simulation circuit, que le modèle TPM-NIM possède de bonnes facultés à reproduire efficacement les phénomènes dispersifs non-linéaires contenus dans les amplificateurs de puissance [27]. Aussi est-il important d'étudier dans ce chapitre les possibilités de mesures physiques permettant la mise en oeuvre expérimentale de ce modèle à partir de dispositifs physiques réalisés. La première partie de ce chapitre est consacrée au principe d'identification du modèle. Un descriptif mathématique est proposé mettant en évidence les caractéristiques essentielles participant à la construction du modèle.

Ensuite, les principaux instruments de mesure hyperfréquence permettant d'accéder aux caractéristiques du modèle sont présentés avec leurs domaines d'applications, leurs avantages et limitations. Cette étude comparative nous permettra de juger quel récepteur de mesure RF aujourd'hui disponible dans le commerce est le plus apte à l'identification du modèle.

Enfin, à partir du récepteur RF choisi un banc de caractérisation complet du modèle sera mis en oeuvre et évalué sur deux exemples d'application.

2.2 Identification directe du modèle TPM-NIM

2.2.1 Le principe d'identification

Le modèle TPM-NIM est proposé dans le chapitre précédent comme un modèle généraliste. Ce qui signifie qu'à partir de signaux d'identifications bien choisis ce modèle doit pouvoir prédire la réponse d'un amplificateur de puissance soumis à tout autre signal excitation. L'identification des noyaux du modèle s'effectue en deux phases. D'abord, on identifie le noyau de la voie HF (mémoire à court terme) puis ensuite, les deux noyaux de la voie BF (mémoire à long terme). Pour rappel,

l'équation décrivant les phénomènes de mémoire à court-terme est la suivante :

$$\hat{y}_{HF}(t) = \int_0^{\infty} h_{HF}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.1)$$

L'équation 2.1 qui est une intégrale de convolution non-linéaire peut également se mettre d'après [21] sous la forme d'une intégrale de Fourier non-linéaire ci-dessous.

$$\hat{y}_{HF}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) \cdot \hat{X}(\Omega) \cdot e^{j\cdot\Omega \cdot t} \cdot d\Omega \quad (2.2)$$

Les deux formes de noyau du modèle, $h_{HF}(|\hat{x}(t)|, t)$ et $\hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega)$ représentent une paire de transformée de Fourier. La relation qui les lie est la suivante :

$$\hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega) = \int_0^{+\infty} h_{HF}(|\hat{x}(t)|, t) \cdot e^{-j\cdot\Omega \cdot t} \cdot dt \quad (2.3)$$

Cette transformation temps-fréquence permet l'identification du noyau dans le domaine fréquentiel, qui est plus approprié pour les mesures hyperfréquences. Il est ainsi possible d'identifier le noyau HF au moyen d'un stimulus élémentaire qui est le signal mono-porteuse $x(t) = \Re \{ \hat{X}_0 \cdot e^{j \cdot (\omega_0 + \Omega) \cdot t} \}$ dit également signal CW (Continuous Wave). En utilisant les analyseurs vectoriels classiques, l'amplitude \hat{X}_0 et la fréquence Ω peuvent être balayées indépendamment pour couvrir toute la plage de fonctionnement en puissance et en fréquence de l'amplificateur, figure 2.1.

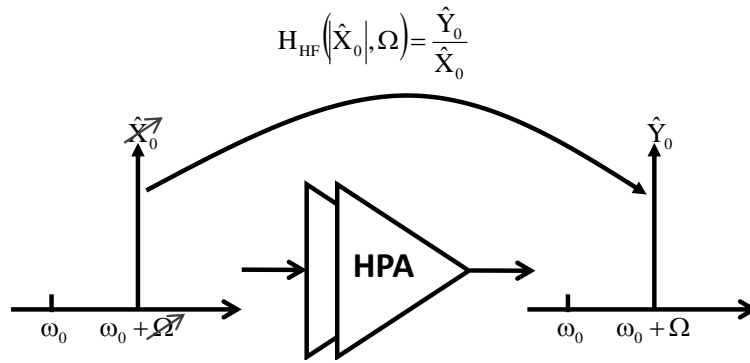


Figure 2.1 – Principe d'identification du noyau HF

L'acquisition des données \hat{X}_0 et \hat{Y}_0 permettant le calcul du noyau $\hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega)$ consiste à mesurer des caractéristiques AM-AM/AM-PM multifréquences. Toutefois, elles doivent être faites en régime permanent pour respecter la théorie du modèle. Autrement dit, tous les phénomènes transitoires à long terme doivent être estompés avant de pouvoir prélever les signaux \hat{X}_0 et \hat{Y}_0 . Par ailleurs, la fonction de transfert $\hat{H}_{HF}(|\hat{x}(t)|, \Omega)$ peut être vue comme un filtre linéaire à caractéristiques variables dans le temps.

Une fois le noyau de la voie HF $\hat{H}_{HF}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ déterminé, il est possible d'identifier les deux noyaux de la voie BF. On rappelle que l'équation décrivant la voie BF, siège des phénomènes de mémoire à

long terme, est :

$$\hat{u}_{BF}(t) = \int_0^{T_M} h_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{x}(t-\tau)| \cdot d\tau + \int_0^{T_M} h_{BF2}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \omega_{\hat{x}}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.4)$$

L'identification de la voie BF se réalise avec un signal 2 tons, un signal CW et une modulation faible indice, dont l'illustration est représentée figure 2.2.

$$x(t) = \Re \left\{ \hat{X}_0 \cdot e^{j\omega_0 t} + \delta \hat{X} \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega)t} \right\} \quad (2.5)$$

Où \hat{X}_0 est le signal de pompe, $\delta \hat{X} \ll 1$ est la modulation de faible indice, ω_0 la porteuse et Ω la fréquence de modulation.

L'intérêt de ce signal est de générer des produits d'intermodulation en sortie de dispositif ainsi qu'un battement BF qui va induire des effets de mémoire longue de faible niveau. Ces derniers entraînent une légère modulation du point de fonctionnement qui permet alors d'accéder aux dérivées des noyaux $h_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau)$ et $h_{BF2}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau)$ par rapport au niveau du signal de pompe. Cette caractérisation est analogue aux mesures de paramètres S d'un transistor en fonction du point de polarisation, permettant de reconstituer les charges de grille et de drain du schéma équivalent du transistor.

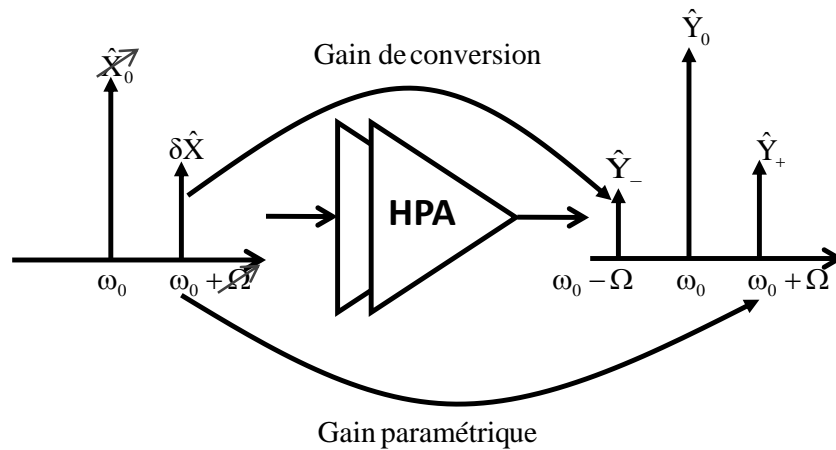


Figure 2.2 – Réponse de l'amplificateur à un signal 2 tons

Pour caractériser complètement le dispositif, le niveau de signal de pompe \hat{X}_0 est balayé sur toute la plage de fonctionnement en puissance, et la fréquence de modulation Ω sur la bande utile de l'amplificateur. Tout comme pour le noyau de la voie HF, les deux noyaux de la voie BF sont

caractérisés dans le domaine fréquentiel grâce à la relation de Fourier.

$$\begin{aligned}\hat{H}_{BF1}(|\hat{x}(t)|, \Omega) &= \int_0^{+\infty} h_{BF1}(|\hat{x}(t)|, t) \cdot e^{-j \cdot \Omega \cdot t} \cdot dt \\ \hat{H}_{BF2}(|\hat{x}(t)|, \Omega) &= \int_0^{+\infty} h_{BF2}(|\hat{x}(t)|, t) \cdot e^{-j \cdot \Omega \cdot t} \cdot dt\end{aligned}\tag{2.6}$$

Lorsqu'on excite l'amplificateur avec le signal 2-tons, faible d'indice, on obtient en sortie une raie à la fréquence de pompe, $\hat{Y}_0(\hat{X}_0)$, une raie à la fréquence de modulation, $\hat{Y}_+(\hat{X}_0, \Omega)$ et une raie d'intermodulation d'ordre 3, $\hat{Y}_-(\hat{X}_0, \Omega)$. Contrairement à la mesure du noyau HF, la mesure des trois raies ne permet pas d'accéder directement aux noyaux BF, car ces raies contiennent à la fois des contributions HF et BF. Il est nécessaire d'établir des procédures de de-embedding robustes vis-à-vis des erreurs de mesures. On doit cependant noter deux caractéristiques importantes de cette mesure qui seront essentielles dans toute la suite de ce travail, qui sont définies comme étant le **gain paramétrique** et le **gain de conversion**, illustrés figure 2.2.

Le gain paramétrique G_p est le gain de l'amplificateur à la fréquence de modulation. Il est défini par la formule suivante :

$$G_p(\hat{X}_0, \Omega) = \frac{\hat{Y}_+(\hat{X}_0, \Omega)}{\delta \hat{X}}\tag{2.7}$$

Le gain de conversion G_c est le gain de mélange de l'amplificateur, c'est-à-dire, le rapport de puissance entre la fréquence de modulation en entrée et la raie d'intermodulation d'ordre 3 en sortie.

$$G_c(\hat{X}_0, \Omega) = \frac{\hat{Y}_-(\hat{X}_0, \Omega)}{\delta \hat{X}^*}\tag{2.8}$$

On voit que le gain G_p définit le rapport de deux raies à des fréquences identiques alors que le gain G_c est un rapport entre deux raies à des fréquences différentes. La raie d'intermodulation $\hat{Y}_-(\hat{X}_0, \Omega)$ étant par définition de faible niveau, l'acquisition de G_c en module et en phase pose donc un problème critique de caractérisation qui rend difficile la mise au point d'un banc d'identification fiable et précis.

Dans la suite de ce paragraphe nous allons brièvement décrire la démarche qui permet de déduire les deux noyaux BF, $\hat{H}_{BF1}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ et $\hat{H}_{BF2}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ à partir de la mesure des deux gains $G_p(\hat{X}_0, \Omega)$ et $G_c(\hat{X}_0, \Omega)$. De plus amples détails peuvent être obtenus dans la référence [27].

Lorsque le signal 2-tons de l'équation 2.5 est injecté dans le schéma du modèle TPM-NIM, on peut observer les spectres illustrés en figure 2.3. A partir des mesures sur l'amplificateur, les raies $\hat{Y}_0(\hat{X}_0)$, $\hat{Y}_-(\hat{X}_0, \Omega)$, $\hat{Y}_+(\hat{X}_0, \Omega)$ sont connues. Par ailleurs, la voie à mémoire courte du modèle étant au préalable identifiée, il est possible par simulation de calculer les 3 raies du signal $\hat{y}_{HF}(t) : \hat{Y}_-^{HF}(\hat{X}_0, \Omega)$, $\hat{Y}_0^{HF}(\hat{X}_0, \Omega)$ et $\hat{Y}_+^{HF}(\hat{X}_0, \Omega)$. Ainsi par simple inspection, on peut accéder aux deux raies de sortie de la voie BF.

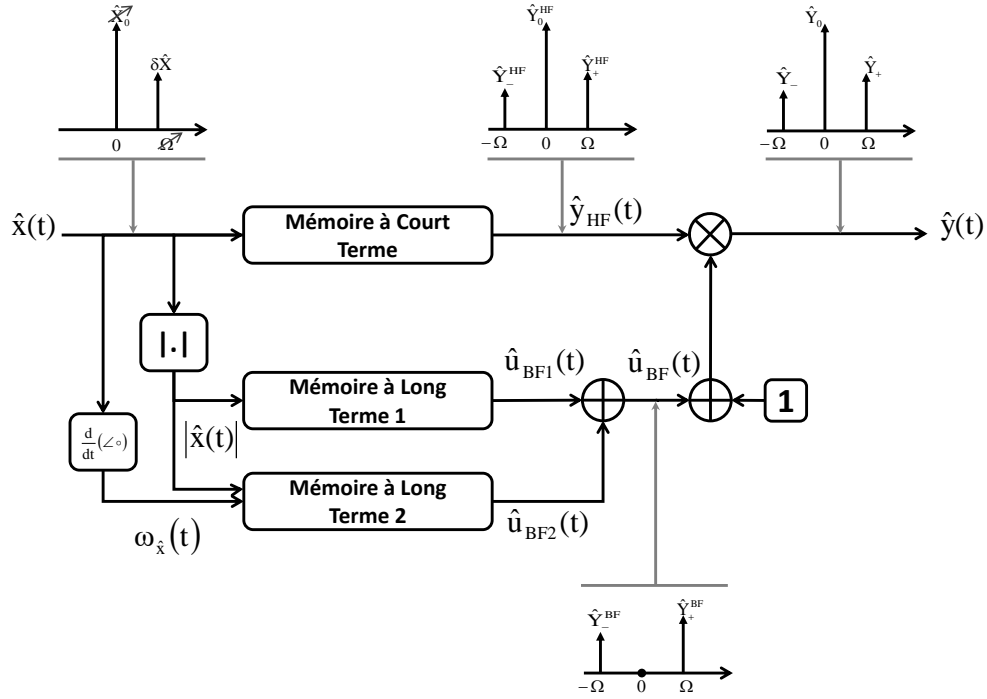


Figure 2.3 – Identification de la voie BF

En effet, on a :

$$\hat{u}_{BF}(t) = \frac{\hat{y}(t)}{\hat{y}_{HF}(t)} - 1 \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \text{Avec } \hat{y}(t) &= \hat{Y}_0(\hat{X}_0) + \hat{Y}_-(\hat{X}_0, \Omega) \cdot e^{-j \cdot \Omega \cdot t} + \hat{Y}_+(\hat{X}_0, \Omega) \cdot e^{j \cdot \Omega \cdot t} \\ \hat{y}_{HF}(t) &= \hat{Y}_0^{HF}(\hat{X}_0) + \hat{Y}_-^{HF}(\hat{X}_0, \Omega) \cdot e^{-j \cdot \Omega \cdot t} + \hat{Y}_+^{HF}(\hat{X}_0, \Omega) \cdot e^{j \cdot \Omega \cdot t} \\ \hat{Y}_0(\hat{X}_0) &= \hat{Y}_0^{HF}(\hat{X}_0) \end{aligned}$$

Après approximation au premier ordre et simplification, du fait du faible niveau des raies latérales, on aboutit à la relation ci-dessous donnant l'expression des raies de sortie de la voie BF.

$$\begin{aligned} \hat{Y}_-^{BF}(\hat{X}_0, \Omega) &= \frac{\hat{Y}_-(\hat{X}_0, \Omega) - \hat{Y}_-^{HF}(\hat{X}_0, \Omega)}{\hat{Y}_0(\hat{X}_0)} \\ \hat{Y}_+^{BF}(\hat{X}_0, \Omega) &= \frac{\hat{Y}_+(\hat{X}_0, \Omega) - \hat{Y}_+^{HF}(\hat{X}_0, \Omega)}{\hat{Y}_0(\hat{X}_0)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

L'équation 2.10 peut être résumée par le schéma de principe figure 2.4. Elle peut être réécrite en introduisant la notion de gain paramétrique et de gain de conversion,

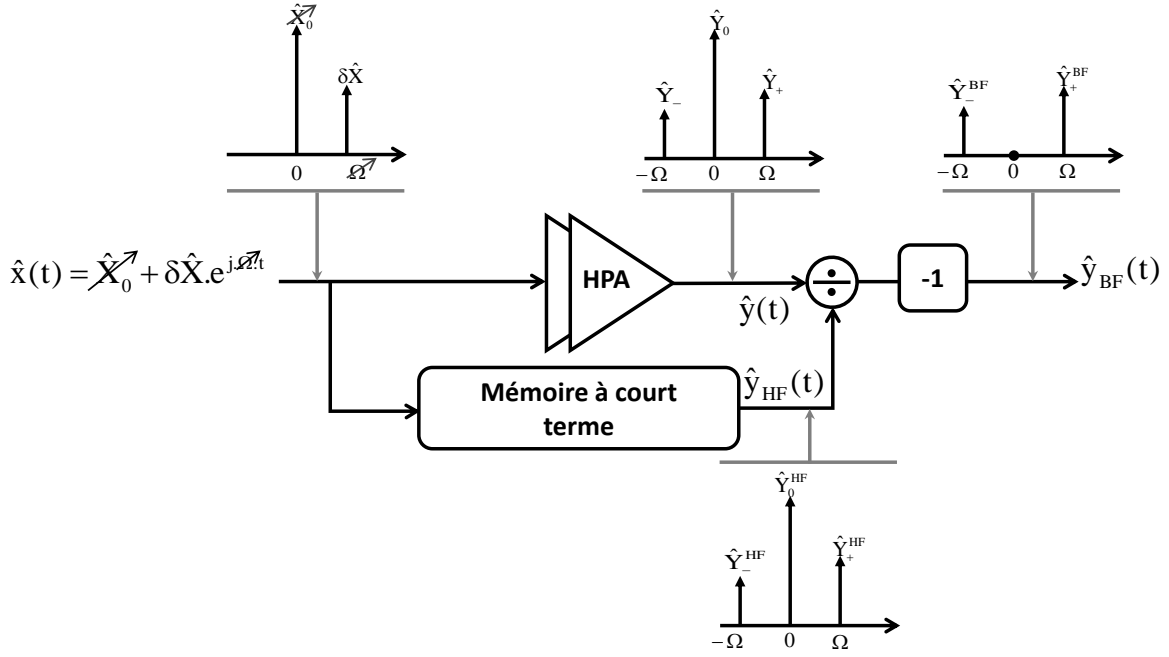


Figure 2.4 – Principe d'identification des noyaux à mémoire longue

$$\hat{Y}_{-}^{BF}(\hat{X}_0, \Omega) = \frac{G_c(\hat{X}_0, \Omega) \cdot \delta \hat{X}^* - G_c^{HF}(\hat{X}_0, \Omega) \cdot \delta \hat{X}^*}{\hat{Y}_0(\hat{X}_0)} \cdot e^{j.2.\Phi_0} \quad (2.11)$$

$$\hat{Y}_{+}^{BF}(\hat{X}_0, \Omega) = \frac{G_p(\hat{X}_0, \Omega) \cdot \delta \hat{X} - G_p^{HF}(\hat{X}_0, \Omega) \cdot \delta \hat{X}}{\hat{Y}_0(\hat{X}_0)}$$

A partir de la mesure des deux raies de sorties de la voie BF, il est ensuite possible de remonter aux deux noyaux BF, $H_{BF1}(\hat{X}_0, \Omega)$ et $H_{BF2}(\hat{X}_0, \Omega)$, en résolvant le système différentielle ci-dessous, comme décrit dans [27].

$$\begin{aligned} 2. \frac{\hat{Y}_{-}^{BF}(\hat{X}_0, \Omega)}{\delta \hat{X}^*} &= H_{BF1}(\hat{X}_0, -\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial H_{BF1}(\hat{X}_0, -\Omega)}{\partial \hat{X}_0} + \frac{\Omega}{\hat{X}_0} \cdot H_{BF2}(\hat{X}_0, -\Omega) \\ 2. \frac{\hat{Y}_{+}^{BF}(\hat{X}_0, \Omega)}{\delta \hat{X}} &= H_{BF1}(\hat{X}_0, \Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial H_{BF1}(\hat{X}_0, \Omega)}{\partial \hat{X}_0} + \frac{\Omega}{\hat{X}_0} \cdot H_{BF2}(\hat{X}_0, \Omega) \\ 2. \frac{\hat{Y}_{-}^{BF}(\hat{X}_0, -\Omega)}{\delta \hat{X}^*} &= H_{BF1}(\hat{X}_0, \Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial H_{BF1}(\hat{X}_0, \Omega)}{\partial \hat{X}_0} + \frac{\Omega}{\hat{X}_0} \cdot H_{BF2}(\hat{X}_0, \Omega) \\ 2. \frac{\hat{Y}_{+}^{BF}(\hat{X}_0, -\Omega)}{\delta \hat{X}} &= H_{BF1}(\hat{X}_0, -\Omega) + \hat{X}_0 \cdot \frac{\partial H_{BF1}(\hat{X}_0, -\Omega)}{\partial \hat{X}_0} + \frac{\Omega}{\hat{X}_0} \cdot H_{BF2}(\hat{X}_0, -\Omega) \end{aligned} \quad (2.12)$$

2.2.2 Instrumentation RF dédiée aux modules non-linéaires

La qualité d'un modèle repose sur son formalisme mathématique d'une part, mais également sur la précision des données servant à son extraction. Les besoins d'identification du modèle TPM-NIM nécessitent une exploration fine des effets non-linéaires dispersifs de l'amplificateur. Ceci passe par l'utilisation de stimuli non conventionnels pour accéder aux gains caractérisant le modèle. Pour

mettre en place une procédure d'identification expérimentale, il est donc nécessaire de parcourir les diverses fonctionnalités offertes par les récepteurs RF de tests commerciaux existants afin de sélectionner ceux pouvant apporter un maximum de précision au modèle.

2.2.2.1 Caractérisation fréquentielle

La dénomination de caractérisation fréquentielle permet de regrouper les récepteurs RF faisant l'acquisition de données de puissance fréquence par fréquence. Généralement, ils sont fondés autour de récepteurs superhétérodynes composés de filtres très sélectifs. D'autres alternatives sont possibles avec un réflectomètre 6 portes [29, 30, 31].

2.2.2.1.1 Vector Network Analyzer (VNA)

L'analyseur vectoriel de réseau (VNA) est un instrument de mesure RF commun destiné à caractériser les circuits et systèmes passifs ou actifs. Son intérêt est lié à la grande largeur de bande qu'il peut explorer, à sa résolution fréquentielle importante ($\sim 1\text{Hz}$) et à sa grande dynamique de mesure ($\sim 100\text{dBc}$) représentant le rapport entre la puissance maximale et minimale pour lequel le fonctionnement est satisfaisant. Dans une utilisation basique, le VNA donne accès à des rapports d'ondes en module/phase effectués à la même fréquence. Le synoptique général d'un VNA est présenté figure 2.5.

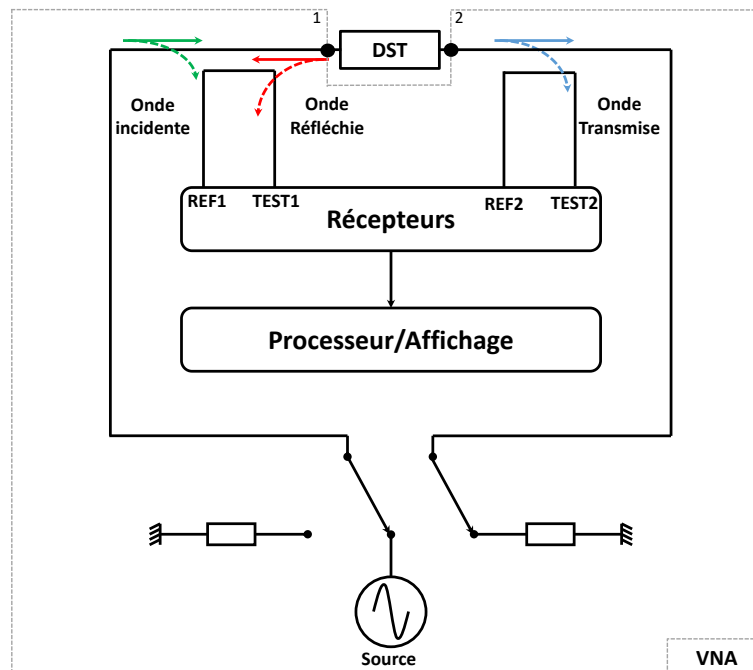


Figure 2.5 – Synoptique général de l'analyseur vectoriel de réseau

La première opération du VNA consiste à exciter alternativement le port 1 et le port 2 (ou d'autres ports supplémentaires dans le cas de VNA 4 ports par exemple) à l'aide d'un commutateur. L'intérêt est de pouvoir mesurer les rapports d'ondes à l'entrée et à la sortie du DST (Dispositif Sous Test), sans avoir à le déconnecter pour le retourner. Dans la configuration de la figure 2.5, le signal de source est dirigé vers le port 1, c'est l'onde incidente. Ce signal est divisé en deux. La partie prélevée servira

de référence (REF1). L'autre partie attaque le DST. Ensuite, une fraction de cette onde est réfléchiée, l'autre est transmise. A partir de ces signaux, il est possible de calculer les rapports d'ondes du DST.

$$\begin{aligned}\Gamma_{in} &= \frac{TEST1}{REF1} = \frac{\text{Onde réfléchiée } (f_0)}{\text{Onde incidente } (f_0)} \\ Gain &= \frac{TEST2}{REF1} = \frac{\text{Onde transmise } (f_0)}{\text{Onde incidente } (f_0)}\end{aligned}\tag{2.13}$$

Avec Γ_{in} le coefficient de réflexion à l'entrée du DST et f_0 la fréquence de mesure.

Pour faire l'acquisition de données, le VNA est composé de plusieurs éléments principaux dont :

- Une source de signal mono-porteuse qui stimule le DST. Cette source permet le balayage de la fréquence et du niveau de puissance. La plupart des VNA actuels proposent des sources intégrées, garantissant une excellente résolution (1Hz) et une bonne stabilité en fréquence [32].
- Des séparateurs de signaux utilisés pour séparer les ondes incidentes et réfléchiées, et pour mesurer un signal de référence. Cette fonction est réalisée au moyen de coupleurs directionnels et de ponts résistifs [33].
- Un ou plusieurs récepteurs accordables vers lesquels les ondes prélevées sont aiguillées, comme sur l'illustration figure 2.6 [34]. Le récepteur est composé d'un oscillateur local (OL) à fréquence variable et d'un mélangeur permettant de transposer la fréquence du signal RF mesuré vers une fréquence intermédiaire (FI) basse. La phase de l'OL est verrouillée soit sur le signal RF ou sur le signal FI, de sorte à ce que le récepteur soit toujours accordé au signal RF présent à l'entrée. Le signal FI est ensuite passé à travers un filtre de bande passante ajustable, permettant de réduire le niveau de bruit et d'apporter une bonne sensibilité et une grande dynamique de mesure au récepteur. On doit noter que plus le filtre est sélectif, meilleure est la qualité de la mesure, mais en contre partie le temps d'acquisition est important : ce qui représente une des limitations du principe. Les analyseurs actuels utilisent un convertisseur analogique-numérique (ADC) et un traitement de signal numérique (DSP) pour extraire des informations d'amplitude et de phase du signal FI. Dans les équipements les plus récents il est également possible que le filtrage FI soit réalisé en traitement numérique.

Compte tenu des imperfections de réalisation des différents équipements, des incertitudes sur les signaux et des bruits de différentes natures, les mesures effectuées contiennent un certain nombre d'erreurs qui nécessitent un certain nombre de corrections. Ces erreurs peuvent être regroupées en trois familles [35] :

- Les erreurs systématiques : elles sont dues aux imperfections de l'analyseur, elles sont invariantes dans le temps et peuvent être corrigées numériquement.

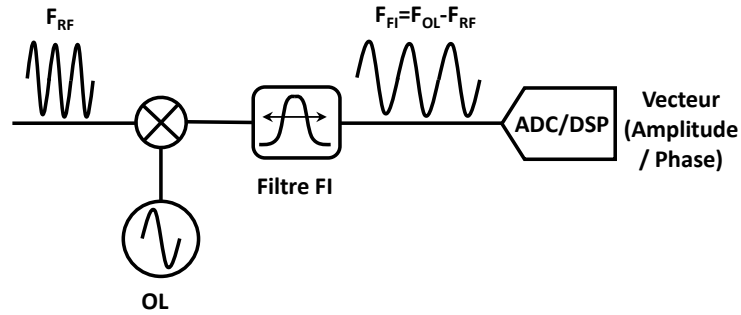


Figure 2.6 – Récepteur accordable d'un VNA

- Les erreurs aléatoires : la principale cause est le bruit interne des composants, elles sont imprévisibles (variables en fonction du temps) et peuvent selon les cas être corrigées par moyennage.
- Les erreurs de dérive : les deux principales causes sont la température et le vieillissement. Elles peuvent être corrigées numériquement.

Toutes les procédures et techniques permettant d'apporter des corrections aux erreurs systématiques constituent l'étalonnage vectoriel de l'analyseur [36, 37]. Celui-ci est indispensable avant de pouvoir mesurer le DST.

2.2.2.1.2 Nonlinear Vector Network Analyzer (NVNA)

Le VNA décrit brièvement ci-dessus réalise principalement la mesure des rapports d'ondes (module et phase) à la même fréquence entrée-sortie, en régime permanent. Depuis quelques années, les besoins de conception des amplificateurs à très haut rendement, requérant une meilleure maîtrise des impédances de fermetures aux harmoniques, ont fait éclore une nouvelle catégorie d'instruments haut de gamme, désignés sous le sigle NVNA (Nonlinear Vector Network Analyzer). Contrairement au VNA qui mesure principalement des rapports d'ondes, le NVNA permet d'accéder aux formes d'ondes périodiques et quasi-périodiques [38]. Les NVNA sont basés sur deux approches complémentaires : le NVNA à base de mélangeurs et le NVNA à base d'échantillonneurs. Nous nous limiterons dans ce résumé à la description du NVNA à base de mélangeurs.

Les NVNA à base de mélangeurs sont généralement construits sur une plate-forme de VNA à 5 canaux comme schématisé sur la figure 2.7. Ceci lui confère toutes les qualités d'un VNA : une bonne dynamique ($\sim 100\text{dBc}$), une bonne précision fréquentielle ($\sim 1\text{Hz}$) et une grande largeur de bande. Mais également les défauts, comme la lenteur d'acquisition des données qui est conditionnée par la largeur du filtre FI. Parmi les 5 canaux de la figure 2.7, quatre servent à la mesure des ondes du DST et une à la mise en place d'une base de temps de référence (REF). L'intérêt d'une telle architecture est de pouvoir mesurer en amplitude et en phase les ondes constitutives du signal, à la fréquence fondamentale et aux différents harmoniques. A partir de cette information, il est ensuite possible de

reconstruire indirectement la forme d'onde temporelle.

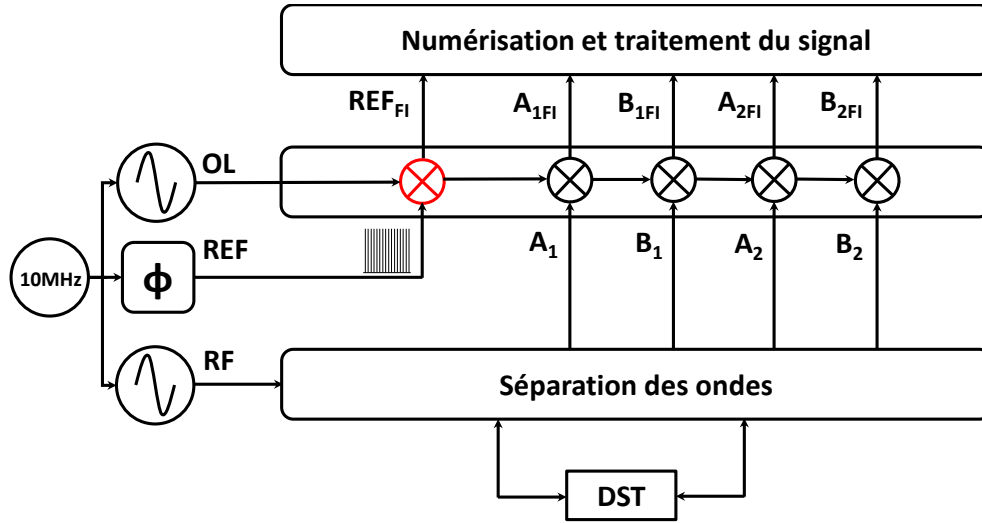


Figure 2.7 – Synoptique général de l'analyseur vectoriel de réseau non-linéaire

Les 4 ondes sont prélevées simultanément sur le DST au moyen de coupleurs puis converties en fréquence intermédiaire au moyen de mélangeurs disposant tous du même oscillateur local (OL) [39]. La détection du fondamental et des harmoniques s'effectue de façon séquentielle en passant par un filtre FI étroit. La base de temps permettant d'accéder à la phase relative de tous les signaux est établie à partir d'un peigne de référence (REF). Tous les signaux sont accordés en fréquence et en phase sur ce dernier. Il est généré par un équipement appelé référence de phase harmonique (ou HPR : Harmonic Phase Reference) [40]. Ainsi, un NVNA peut être considéré comme un VNA associé à une HPR. Lorsque cette dernière est stimulée par l'horloge de 10MHz du NVNA (dans la plupart des cas), elle engendre un signal temporel impulsionnel répétitif. Dans le domaine fréquentiel, cela signifie que tous les harmoniques proportionnels au fondamental du signal d'horloge ($n \cdot 10\text{MHz}$, $n \in \mathbb{Z}$) sont présents. Le NVNA dispose d'un 5ème mélangeur pour la voie de référence (REF) dans le but sélectionner et d'abaisser la fréquence harmonique issue de la HPR qui est égale à la fréquence RF. Ainsi l'onde relative B_2 peut s'exprimer comme il suit dans le domaine des fréquences intermédiaires :

$$\begin{aligned} \Delta B_{2FI} &= \frac{B_{2FI}}{REF_{FI}} = \frac{|B_2| \cdot e^{j(\omega_{FI} \cdot t + \varphi_{B_2} + \Delta\varphi_{OL})}}{|REF_{FI}| \cdot e^{j(\omega_{FI} \cdot t + \varphi_{REF_{FI}} + \Delta\varphi_{OL})}} \\ \Delta B_{2FI} &= \frac{B_{2FI}}{REF_{FI}} = \frac{|B_2| \cdot e^{j \cdot \varphi_{B_2}}}{|REF_{FI}| \cdot e^{j \cdot \varphi_{REF_{FI}}}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Avec $\Delta\varphi_{OL}$ la variation de phase d'OL entre deux balayages, $|B_2|$ et φ_{B_2} le module et la phase de B_2 . $|REF_{FI}|$ et $\varphi_{REF_{FI}}$ le module et la phase de REF à la fréquence RF.

L'expression 2.14 peut être étendue aux autres ondes mais permet surtout de mettre en évidence l'indépendance des mesures relatives vis-à-vis de la phase de l'OL. Afin de remonter à la valeur des ondes absolues, une procédure d'étalonnage est nécessaire : un étalonnage absolu en puissance avec une sonde de puissance permettant de connaître les amplitudes des ondes et le terme $|REF_{FI}|$. Puis,

un étalonnage en phase nécessitant une seconde HPR [41] qui relie les phases des signaux incidents et réfléchis à celles issues de la HPR de référence et ceci pour toutes les fréquences à caractériser. Avec cette étape, le terme $\varphi_{REF_{FI}}$ de 2.14 est déterminé. Enfin, cet instrument étant une extension d'un VNA, il est indispensable de réaliser un étalonnage vectoriel pour corriger les différentes erreurs.

Le principe basé sur la référence de phase et sur l'acquisition simultanée des 4 ondes du NVNA assure une mesure stable en fréquence et dans le temps permettant ainsi de remonter à des signaux temporels cohérents et invariants. Toutefois, lorsqu'elle est employée dans un montage standard, c'est-à-dire avec une source de 10MHz, la référence de phase limite généralement la résolution fréquentielle du spectre de l'onde mesurée à une valeur minimale de 625kHz.

2.2.2.2 Caractérisation temporelle

Pour analyser les circuits non-linéaires, une autre méthode de caractérisation consiste à réaliser l'acquisition des signaux directement dans le domaine temporel. Une telle approche permet de disposer en une seule acquisition, suivant les instruments, d'une partie ou de tout le contenu fréquentiel en module/phase. Ensuite, les données peuvent être traitées dans le domaine fréquentiel ou temporel en fonction des figures désirées. Parmi les récepteurs RF effectuant les mesures dans le domaine temporel, il y a ceux construits autour de mélangeurs et ceux à base d'échantillonneurs.

2.2.2.2.1 Instruments basés sur les mélangeurs

La transmission des données sur les réseaux de radiocommunications requièrent des occupations spectrales toujours plus grandes. L'espacement entre canaux qui s'élevait à 200kHz pour le GSM est passé à 5MHz pour l'UMTS. Aujourd'hui dans la norme LTE, il est de 20MHz voire plus. Par ailleurs, des modulations avec des largeurs de bande encore plus étendues sont utilisées dans les liaisons hertziennes hyperfréquences. Pour mesurer en amplitude et phase des signaux modulés avec de telles occupations spectrales, une classe d'instruments a été développée : ce sont les analyseurs de signaux vectoriels (VSA) [42, 43, 44]. Un synoptique simplifié est présenté figure 2.8.

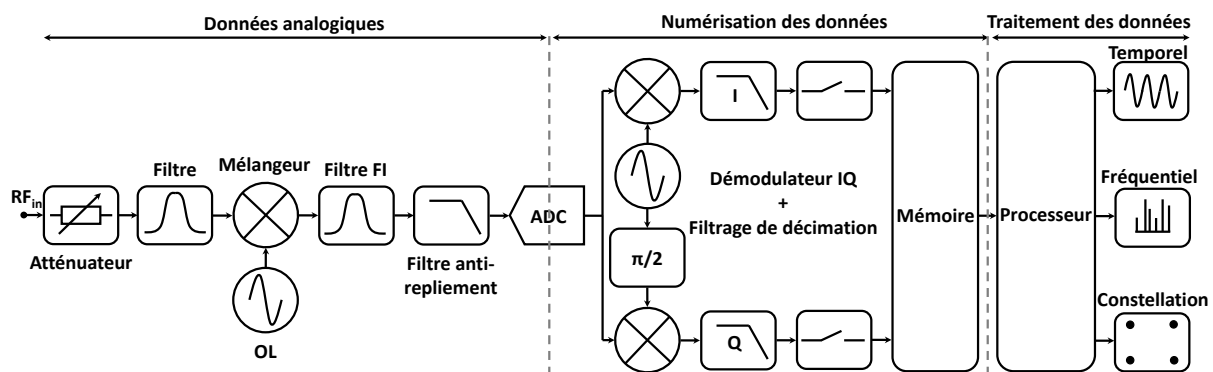


Figure 2.8 – Synoptique simplifié d'un analyseur de signaux vectoriels

La première étape du processus de mesure comprend plusieurs fonctions importantes qui conditionnent et optimisent le signal pour la conversion analogique-numérique et le traitement

numérique du signal. La première fonction est composée d'un atténuateur et d'un filtre. Le rôle du filtre est de supprimer les composantes continues indésirables de la configuration de mesure. Ensuite, l'atténuateur variable permet d'obtenir un niveau du signal optimal pour le mélangeur. Ce dernier additionné à un filtre FI passe bande permet de transposer le signal RF vers une bande de fréquences intermédiaires FI définie par l'équation suivante :

$$F_{FI} = F_{RF} - F_{OL} \quad (2.15)$$

La conversion de fréquence est généralement composée de plusieurs étages de mélange. Par contre, le filtre FI utilisé ici est un filtre large bande contrairement au filtre bande étroite utilisé dans les VNA. C'est lui qui définit la capacité fréquentielle maximale de mesure. En pratique, le filtre FI sélectionne uniquement le spectre de fréquence autour du fondamental (ou de la porteuse RF). Une illustration est proposée figure 2.9. Ce système a pour objet la mesure de la forme d'onde temporelle de l'enveloppe du signal, et non la mesure des harmoniques du signal RF.

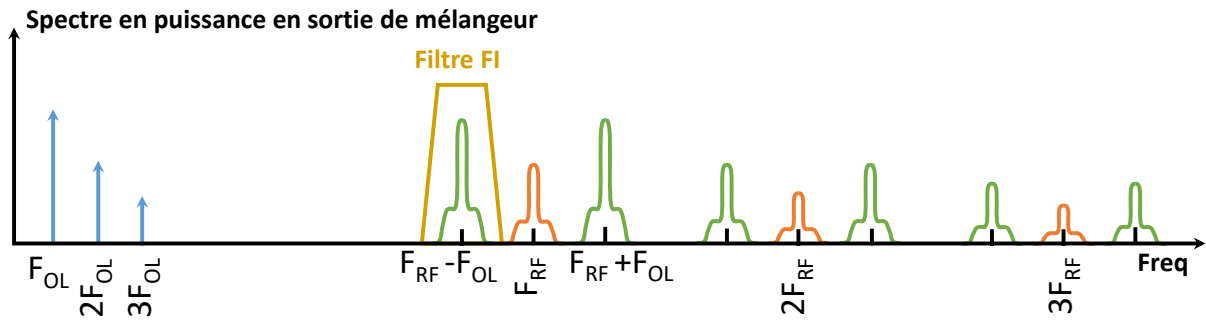


Figure 2.9 – Spectre simplifié en sortie de mélangeur

Un aspect important dans ce type d'analyseur numérique concerne le filtrage anti-repliement (aliasing). En effet, le théorème d'échantillonnage de Shannon indique que si le signal est échantillonné à une fréquence supérieure à 2 fois la composante de fréquence la plus élevée présente dans le signal, le signal échantillonné peut être parfaitement reconstruit. Par conséquent, la bande passante du filtre anti-repliement et la fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique-numérique (ADC) doivent être choisies pour satisfaire à ce critère. En pratique la bande passante du filtre anti-repliement est choisie avec la formule suivante :

$$BP_{Filtre} = \frac{F_{échADC}}{2.56} \quad (2.16)$$

Avec BP_{Filtre} la bande passante du filtre anti-repliement et $F_{échADC}$ la fréquence d'échantillonnage.

Dans le VSA, l'ADC est un élément clé car c'est lui qui définit en grande partie la dynamique verticale de mesure. Actuellement, ce sont généralement des ADC 16 bits qui sont utilisés. Ils permettent d'atteindre des dynamiques de l'ordre de 80 dBc.

Après la numérisation du signal, les données traversent un démodulateur IQ permettant de

recupérer les signaux temporels I et Q en bande de base. C'est-à-dire la partie réelle et la partie imaginaire de l'enveloppe du signal RF à mesurer. Ces signaux sont ensuite filtrés avec des filtres de décimation numérique. Cette étape permet de modifier la fréquence d'échantillonnage ainsi que le « span » (la largeur fréquentielle d'analyse) mais avec un pas en puissance de 2. Pour avoir un pas ajustable quelconque des algorithmes de ré-échantillonnage et d'interpolation peuvent être ajoutés après filtrage de décimation.

Ensuite, les données IQ en bande de base sont stockées en mémoire. Elles sont observables soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel après FFT.

Le principe du VSA présentée dans cette section permet de visualiser la forme d'onde et le spectre en bande de base d'un signal quelconque. Cependant, en règle générale les instruments les plus courants ne disposent que d'un seul port de mesure, ce qui ne permet pas de mesurer la cohérence temporelle entre les signaux entrée-sortie du DST. Pour cela, il est nécessaire d'y adjoindre une base de temps externe. Toutefois, il existe des versions haut de gamme qui proposent 2 ou 4 ports de mesures simultanées, pour des coûts très élevés.

2.2.2.2.2 Instruments basés sur des échantillonneurs

Les systèmes de mesure fonctionnant sur le principe de mesure par échantillonnage constituent une autre catégorie d'outils de caractérisation. Ce sont globalement des oscilloscopes numériques. Ils peuvent être divisés en deux catégories :

- les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps réel (direct) capables d'échantillonner directement les signaux RF en utilisant des têtes d'échantillonnage ultra rapides.
- les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent fonctionnent avec le principe de sous-échantillonnage.

2.2.2.2.2.1 Echantillonnage direct

Cette catégorie regroupe les oscilloscopes à échantillonnage en temps réel (DSO : Digital Sampling Oscilloscope). Le schéma de principe est décrit figure 2.10 [45, 46].

Le bloc « Amplificateur/Atténuateur » effectue une mise à l'échelle préalable sur le signal d'entrée, de telle sorte qu'il se situe dans la plage de dynamique fixe de l'ADC. Lorsque le bouton de réglage V/div du DSO est tourné, cela a pour effet de configurer des réseaux diviseurs spécifiques afin de réduire éventuellement l'amplitude du signal d'entrée. L'échantillonneur bloqueur, la conversion analogique/numérique (ADC) et la mémoire d'acquisition sont au cœur même de tous les oscilloscopes à mémoire numérique. Il s'agit des composants qui capturent les images du signal. Pour les DSO, la représentation numérique du signal d'entrée s'effectue en prélevant

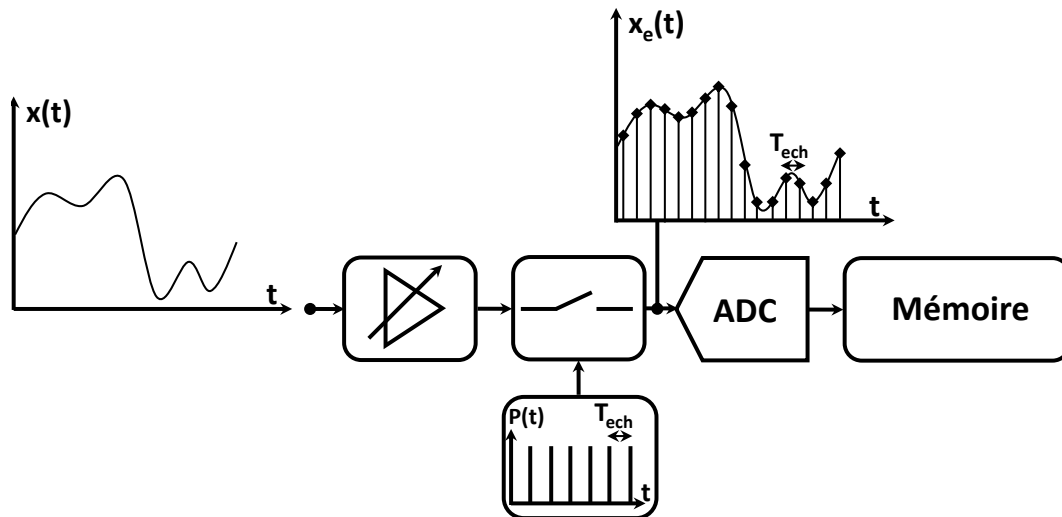


Figure 2.10 – Principe de l'oscilloscope à échantillonnage en temps réel

des échantillons chronologiquement à des intervalles de temps réguliers proportionnels à la fréquence d'échantillonnage T_{ech} . Les instants d'échantillonnage doivent respecter le théorème de Shannon, c'est-à-dire $F_{ech} > 2.F_{max}$, avec F_{ech} la fréquence d'échantillonnage et F_{max} la fréquence maximale contenue dans le signal échantillonné. L'ADC est donc stimulé par un signal analogique échantillonné qu'il convertit ensuite en représentation binaire. En règle générale, cette opération est réalisée avec 8 bits de résolution verticale sur la plupart des DSO modernes. En d'autres termes, un DSO permet de visualiser des valeurs de tension de signaux d'entrée sur une échelle de $2^8 = 256$ valeurs possibles. Ce qui équivaut à une dynamique de mesure inférieure à 50dBc. Ces oscilloscopes, sont souvent limités en dynamique pour des raisons liées aux contraintes de la conception des ADC à grande vitesse d'échantillonnage et de haute résolution. Mais d'autres critères caractérisent également ces oscilloscopes [46], à savoir :

- La bande passante à 3dB, qui traduit la fréquence d'entrée la plus élevée que l'oscilloscope peut capturer et mesurer avec précision ($\sim 60\text{GHz}$).
- La fréquence d'échantillonnage : Elle doit équivaloir à au moins 4 fois la bande passante de l'oscilloscope ($\sim 160\text{GHz}$).
- La profondeur de mémoire : Cette spécification détermine la longueur des signaux qu'il est possible de capturer ($\sim 20\text{Mpts}$ - 50Mpts).
- La vitesse de rafraîchissement des signaux : Plus la fréquence de rafraîchissement est élevée, plus la capture d'images est rapide, d'où une probabilité accrue de capturer des événements peu fréquents, tels que des impulsions transitoires.

2.2.2.2.2 Sous échantillonnage

La catégorie d'oscilloscope dite à temps équivalent est basée sur des techniques du sous-échantillonnage, qui reposent sur les fréquences d'échantillonnage beaucoup plus faibles que celles imposées par le théorème de Shannon. Ces dernières peuvent être principalement regroupées en deux familles [47, 48] :

- *L'échantillonnage à temps équivalent « par déclenchement » (trigger)* : Cette technique est très utilisée dans les instruments de mesure temporelle fonctionnant par trigger. Elle se fonde sur le fait de prendre un seul échantillon à chaque période (ou toutes les N périodes) du signal RF. En passant d'un échantillon à un autre, l'instant de l'échantillonnage est retardé légèrement d'un petit intervalle temporel (Δt) afin de restituer entièrement le signal. Ce décalage définit le nombre d'échantillons par période et la fréquence d'échantillonnage équivalente ou virtuelle. La période d'échantillonnage réelle est définie par l'équation suivante :

$$T_e = N.T_s + \Delta t \quad (2.17)$$

Où T_s est la période du signal à échantillonner.

Les échantillons obtenus par cette technique sont prélevés chronologiquement. Le signal échantillonné est reconstruit avec une résolution temporelle Δt . Le principe de l'échantillonnage à temps équivalent par déclenchement est illustré sur la figure 2.11.

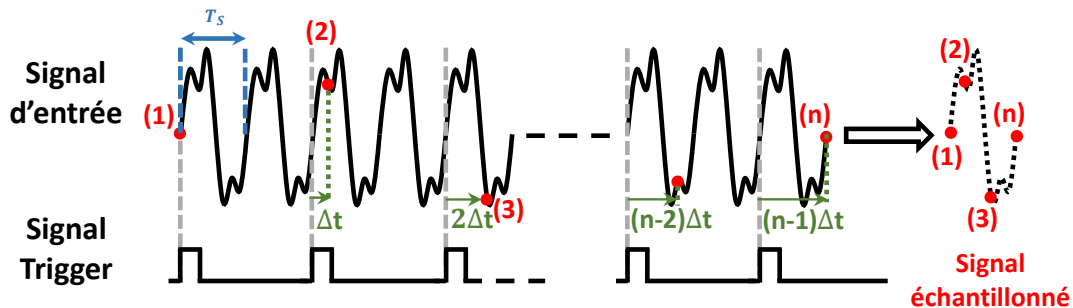


Figure 2.11 – Principe de l'échantillonnage à temps équivalent par déclenchement

Un circuit de déclenchement (trigger) permet de gérer le délai Δt supplémentaire à ajouter successivement sur les instants d'échantillonnage [49].

Les avantages de l'échantillonnage en temps équivalent par déclenchement sont :

- ◆ La connaissance de la fréquence du signal à mesurer n'est pas demandée.
- ◆ La synchronisation avec le signal d'échantillonnage est automatique.

Les limites de cette approche sont :

- ◆ La dérive dans le temps (distorsion de la base du temps) [50].
- ◆ La limitation en profondeur mémoire (16kpts) [51].

- ◆ La difficulté à mesurer un signal répétitif complexe long composé de deux échelles de temps (porteuse et enveloppe).
- *l'échantillonnage à temps équivalent «cohérent»* : Ce principe consiste à acquérir N échantillons avec une fréquence d'échantillonnage f_e sur M cycles du signal d'entrée [52]. La fréquence du signal d'entrée est f_f . La relation liant la fréquence du signal et la fréquence d'échantillonnage est la suivante :

$$f_f = f_e \cdot \frac{M}{N} \quad (2.18)$$

Cette méthode peut être vue comme une reconstruction du signal d'entrée à partir d'échantillons prélevés à des instants répartis uniformément pendant plusieurs cycles du signal d'entrée. Le principe d'échantillonnage en temps équivalent est présenté figure 2.12.

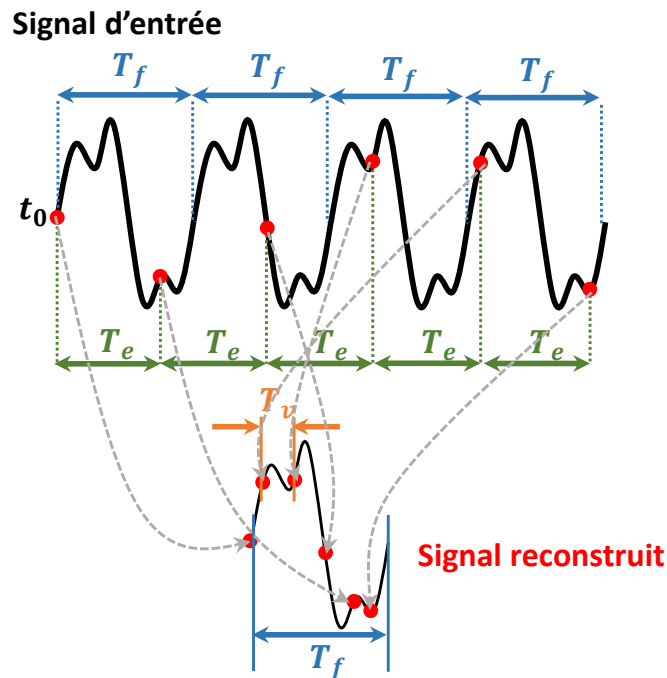


Figure 2.12 – Principe de l'échantillonnage en temps équivalent « cohérent »

L'acquisition des N échantillons prélevés avec une période d'échantillonnage réelle T_e n'intervient pas dans un ordre croissant. Un algorithme est ensuite utilisé pour les réorganiser afin d'obtenir une période T_f du signal d'entrée échantillonné avec une période d'échantillonnage virtuelle T_v , tel que :

$$T_v = \frac{T_f}{N} \quad (2.19)$$

Les avantages de l'échantillonnage en temps équivalent cohérent sont :

- ◆ Le taux d'échantillonnage : 50 fois plus rapide que la méthode par déclenchement (10 MS/s contre 200kS/s).
- ◆ la précision de l'instrument est améliorée car il n'est pas nécessaire de calibrer le

générateur de retard (trigger).

- Ce principe ne souffre pas de distorsions de la base du temps puisque les instants d'échantillonnages sont équidistants.
- Comme le montre la figure 2.12, il est maintenant possible avec ce type d'échantillonnage de mesurer un signal répétitif complexe long composé de deux échelles de temps : porteuse et enveloppe.

L'une des limites principales de l'échantillonnage cohérent réside dans :

- La cohérence entre le signal à mesurer et le signal d'échantillonnage.

2.2.2.3 Résumé des instruments de mesures RF

Les caractéristiques des instruments de mesures que nous avons décrites dans cette section peuvent être résumées succinctement dans le tableau 2.1.

	Acquisition simultanée des ondes	Bande passante	Dynamique	Mesure de phase	Mesure de signaux modulés
VNA	+++	+++	+++	-	+
NVNA	+++	+++	+++	+++	++
VSA 1P	-	+	++	+++	+++
VSA 2P/4P	+++	+	++	+++	+++
DSO	+++	+++	-	+++	+++
Oscilloscope temps équivalent déclenchement	+++	+++	++	+++	-
Oscilloscope temps équivalent cohérent	+++	+++	++	+++	+++

Tableau 2.1 – Comparaison des récepteurs RF

2.2.2.4 Choix du matériel pour l'identification directe du modèle TPM-NIM

Pour rappel, l'identification du modèle TPM-NIM nécessite les deux séries de mesure illustrées dans la figure 2.13, à savoir :

- a) Mesures des courbes AM/AM, AM/PM avec variation de fréquence dans toute la bande utile de l'amplificateur.
- b) Mesures en mode mélangeur petit signal, avec acquisition en module et phase du gain paramétrique (G_p) et du gain de conversion (G_c), pour des écarts de fréquence couvrant la bande utile de l'amplificateur.

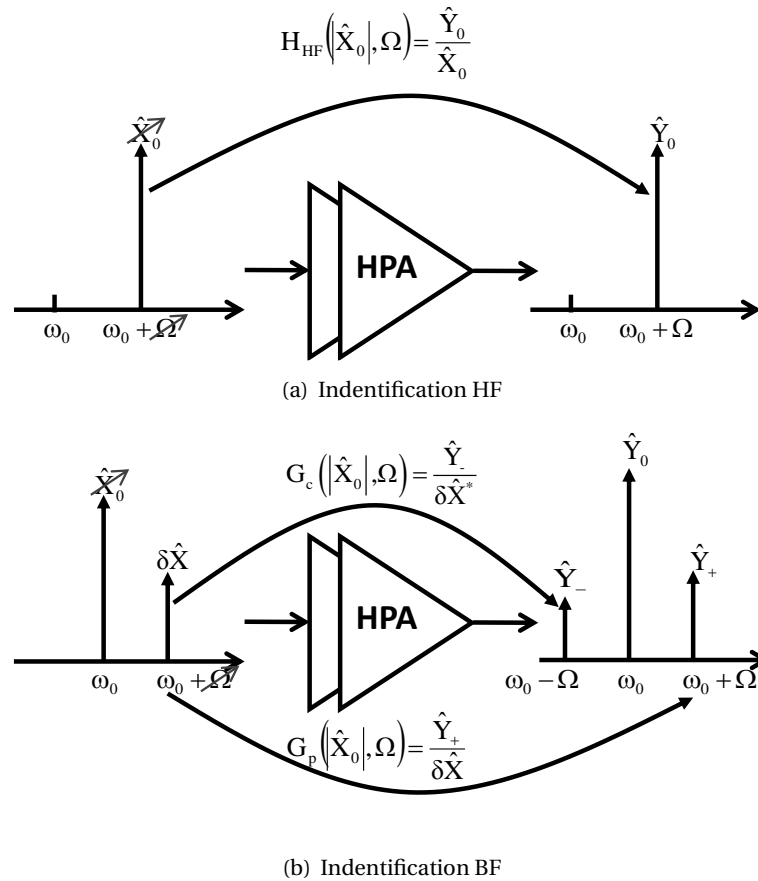


Figure 2.13 – Méthode d'identification 2 tons

Les points forts et les limitations des divers équipements de mesures vis-à-vis des besoins d'identification du modèle TPM-NIM sont alors résumés dans le tableau 2.2. Il ressort de ce tableau qu'à l'heure actuelle l'équipement répondant le mieux aux caractérisations requises est le NVNA. Il offre à la fois une grande largeur de bande de mesure, une bonne dynamique et une référence absolue de phase permettant l'acquisition de la phase du gain de conversion. On verra par la suite que la précision d'acquisition de cette phase, sur une grande dynamique de puissance est essentielle pour la qualité du modèle extrait. La limitation principale que l'on peut noter sur le NVNA aujourd'hui semble être la résolution d'écart de fréquence en mesure mélangeur, qui est limitée à une valeur assez haute de 625kHz. Nous verrons ensuite qu'une caractérisation convenable des effets de mémoire à long-terme (auto-échauffement et pièges) nécessite un écart de fréquence minimale de 1Hz voire plus faible.

	Courbes AM/AM, AM/PM	Gains Mélangeur petit signal
VNA	+++ Grande largeur de bande, très bonne dynamique	- - - Absence de référence de phase absolue
NVNA	+++ Grande largeur de bande, très bonne dynamique	+++ Référence de phase absolue
VSA 1P	- - Besoin de base temps externe (Jitter)	- - Besoin de base temps externe (Jitter)
VSA 2P/4P	+ Faible largeur de bande, dynamique moyenne	+ Faible largeur de bande, dynamique moyenne
DSO	+ Grande largeur de bande, dynamique faible	+ Grande largeur de bande, dynamique faible
Oscilloscope temps équivalent déclenchement	++ Grande largeur de bande, dynamique moyenne	- Ne convient pas aux signaux modulés
Oscilloscope temps équivalent cohérent	++ Grande largeur de bande, dynamique moyenne	++ Grande largeur de bande, dynamique moyenne

Tableau 2.2 – Comparaison des récepteurs RF pour la caractérisation du modèle TPM-NIM

2.3 Identification expérimentale du modèle TPM-NIM

Comme nous l’avons indiqué dans le paragraphe précédent l’instrument de mesures le plus approprié pour la caractérisation du PA est le NVNA. Il permet sans l’adjonction de modules ou d’instruments externe l’acquisition directe des 3 caractéristiques fondamentales du modèle TPM-NIM, à savoir les courbes AM/AM,AM/PM, le gain paramétrique et le gain de conversion. Le modèle que nous avons utilisé est un PNA-X N5242A 26.5GHz de Keysight dans sa version 4 ports, figure 2.14.

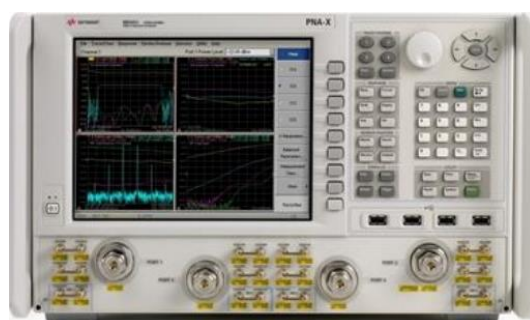


Figure 2.14 – PNA-X N5242A 26.5GHz

Cet appareil est un instrument modulable, permettant par l’ajout d’options d’effectuer plusieurs types de mesures avec un seul et même châssis :

- paramètres S (VNA),
- les mesures de paramètres de bruit,
- les mesures vectorielles de mélangeur,
- les mesures non-linéaires (NVNA),
- ...etc.

Les cavaliers en façade permettent d'accéder à différentes parties de la structure interne comme le montre la figure 2.15 [53].

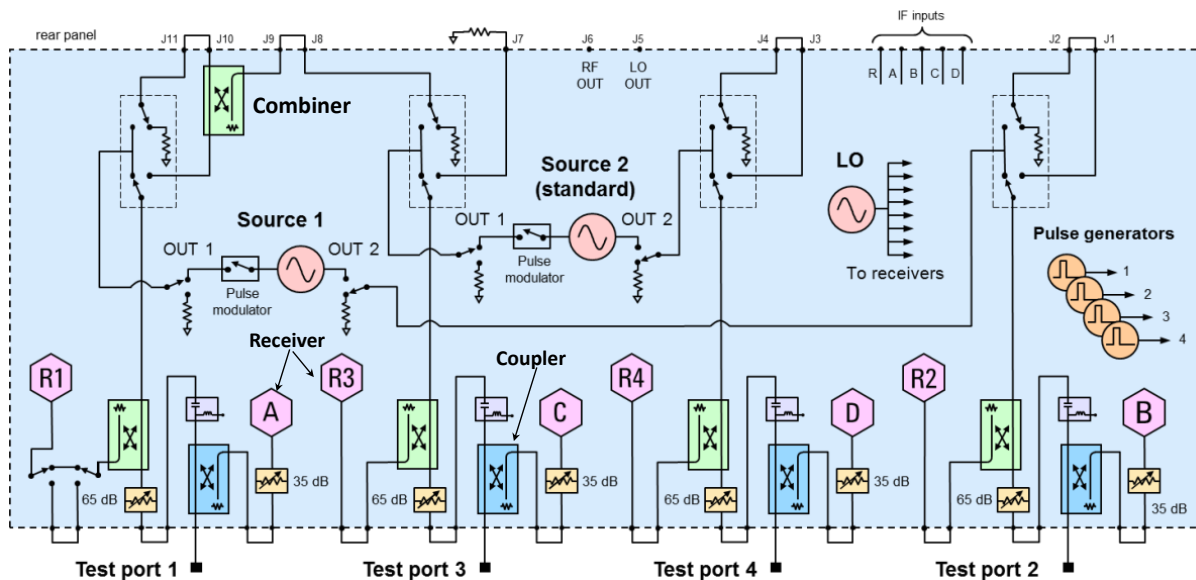


Figure 2.15 – Structure interne PNA-X N5242A 26.5GHz

Le PNAX regroupe dans son châssis la majorité des éléments nécessaires à une caractérisation grand signal [54] :

- Des coupleurs hyperfréquences permettant de séparer les ondes incidentes et réfléchies.
- Des récepteurs de mesure pour l'analyse des ondes incidentes et réfléchies : R1, R2, R3, R4 pour les ondes incidentes et A, B, C, D pour les ondes réfléchies. Lors des phases de caractérisation, il est essentiel de solliciter les récepteurs dans leur zone linéaire pour ne pas altérer la mesure. A cet effet, un atténuateur réglable est positionné en amont de chaque récepteur allant de 0 à 35dB par pas de 5dB.
- Un oscillateur local LO pour la transposition des ondes vers les fréquences basses.
- Deux sources hyperfréquences avec un très faible niveau d'harmoniques, pour une caractérisation précise des dispositifs actifs. Des atténuateurs ajustables sont également disponibles à leurs sorties allant de 0 à 65dB par pas de 5dB.

- Des modulateurs d’impulsions sont inclus dans la structure pour des caractérisations non-linéaires en mode pulsé « Envelope domain ».
- 4 commutateurs mécaniques hyperfréquences pouvant servir quand le niveau de puissance de la source est insuffisant. Dans ce cas, un amplificateur externe peut être ajouté au niveau de la source S1 en la connectant à la face arrière entre J11 et J10.
- Un combineur interne, permettant l’ajout d’une source externe pour des mesures multi-tons.

Les caractéristiques principales du PNA-X N5242A 26.5GHz sont regroupées dans le tableau 2.3.

Fréquence maximale [GHz]	Dynamique [dBc]	Plancher de bruit@IF=10Hz [dBm]	Puissance maximale de sortie [dBm]	Niveau harmonique de source @Pmax [dBc]
26.5	127	-114	13	-60

Tableau 2.3 – Spécifications du PNAX-5242A

2.3.1 Le banc d’identification directe

Du fait que le PNA-X permette l’acquisition directe des 3 caractéristiques fondamentales du modèle TPM-NIM, le banc construit autour PNA-X est dit "banc d’identification directe". Le PNA-X possède quatre ports de mesure. Dans la configuration de mesure grand signal (NVNA), nous utilisons deux ports pour la mesure des signaux d’entrée-sortie du DST, puis sur le troisième port est connecté la référence de phase étalon du PNA-X (HPR). Par ailleurs, le PNA-X possède deux sources internes de telle sorte qu’à la fois les mesures des courbes AM/AM, AM/PM (mono-porteuse) et les mesures en mode mélangeur (bi-porteuses) puissent s’effectuer sans ajout de source externe. Le schéma de principe du banc de caractérisation est indiqué figure 2.16.

Lors d’une caractérisation mono-porteuse ou bi-porteuses, l’onde provient du port Source OUT et attaque un amplificateur driver Microcircuits ZHL 4240 [55] fonctionnant sur la bande 700MHz-4.2GHz qui est protégé en sortie par un circulateur DITOM D3C2060 [56] . Ce driver est également précédé d’un atténuateur A_D pour limiter son gain suivant les applications.

Ensuite, les ondes sont prélevées au moyen de coupleurs directionnels 20dB, Marki C20-0R612 [57] fonctionnant sur la plage de fréquences 0.6-12GHz. Cette valeur de couplage est un compromis entre la capacité à pouvoir mesurer avec les mêmes coupleurs des amplificateurs de faibles et de fortes puissances. Les coupleurs Marki C20-0R612 ont été choisis également pour leur bande de fonctionnement correspondant aux différents amplificateurs présentés dans ce manuscrit.

Les ondes A1, B1, A2, B2 prélevées traversent des atténuateurs qui sont sélectionnés de façon à utiliser les récepteurs du port 1 et du port 3 dans leurs zones linéaires. Il est recommandé d’adresser les récepteurs du PNA-X avec des puissances pics comprises entre -20dBm et -10dBm, l’optimum étant

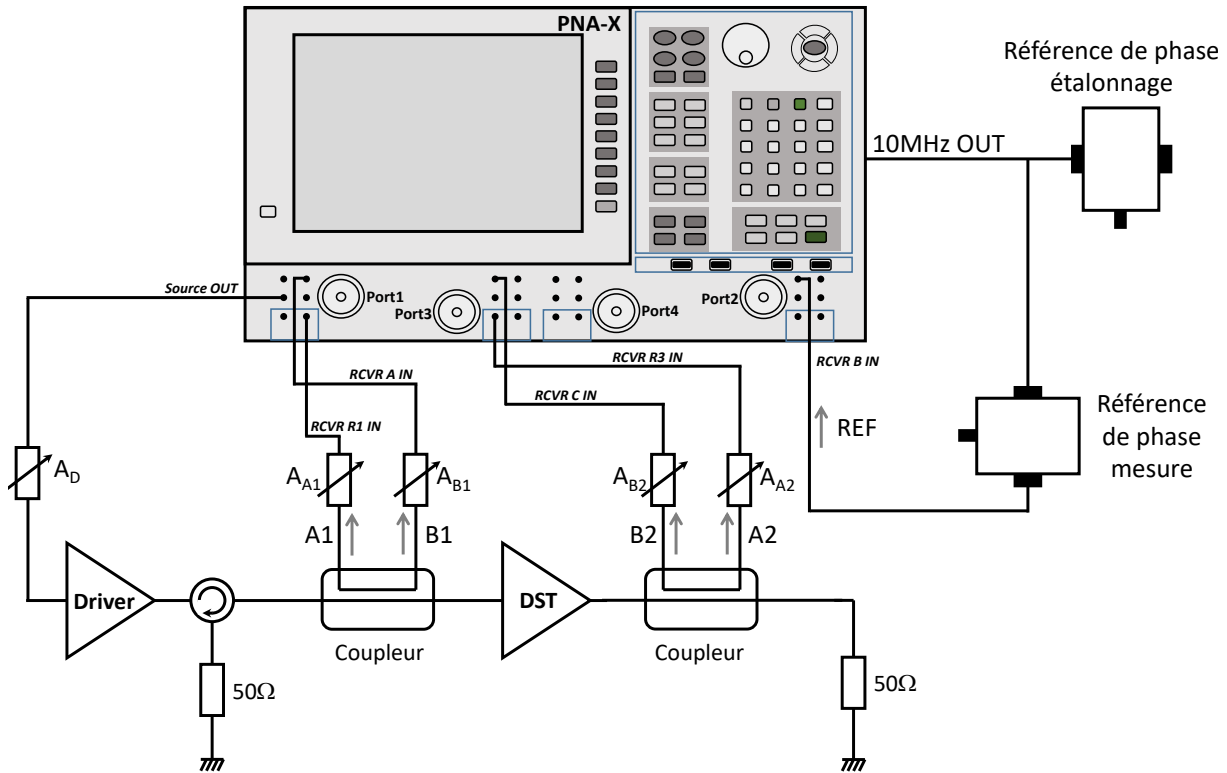


Figure 2.16 – Synoptique du banc d'identification directe du modèle TPM-NIM

-20dBm.

La mesure de ces 4 ondes se fait de façon simultanée avec l'onde de la HPR de référence, REF connectée au récepteur B du port 2. Cette dernière ainsi que la HPR d'étalonnage sont stimulées par le 10MHz du PNA-X. Les HPR employées dans ce montage sont des U9391C de Keysight [58], figure 2.17.



Figure 2.17 – Référence de phase U9391C de Keysight

Pour effectuer la mesure des courbes AM/AM, AM/PM les HPR ne sont pas indispensables. Le mode VNA du PNA-X est utilisé à cet effet.

2.3.2 Application expérimentale de l'identification directe

Le banc d'identification directe qui vient d'être décrit est utilisé pour deux exemples d'application :

- Un amplificateur Darlington en technologie silicium SiGe.
- Un amplificateur équilibré en technologie LDMOS.

2.3.2.1 Modélisation d'un amplificateur Darlington SiGe

Le premier amplificateur de test, AVAGO 4543, est réalisé en technologie SiGe, avec une largeur de bande de 1GHz, pour une fréquence centrale de 3GHz. Le courant de polarisation est de 15mA pour une tension de polarisation de 5V. Il dispose d'un gain linéaire d'environ 11.5dB. Le point de compression à 1dB est atteint pour une puissance moyenne d'entrée en mono-porteuse de -6dBm . Les courbes de gain et de phase de l'amplificateur à la fréquence centrale sont présentées figure 2.18.

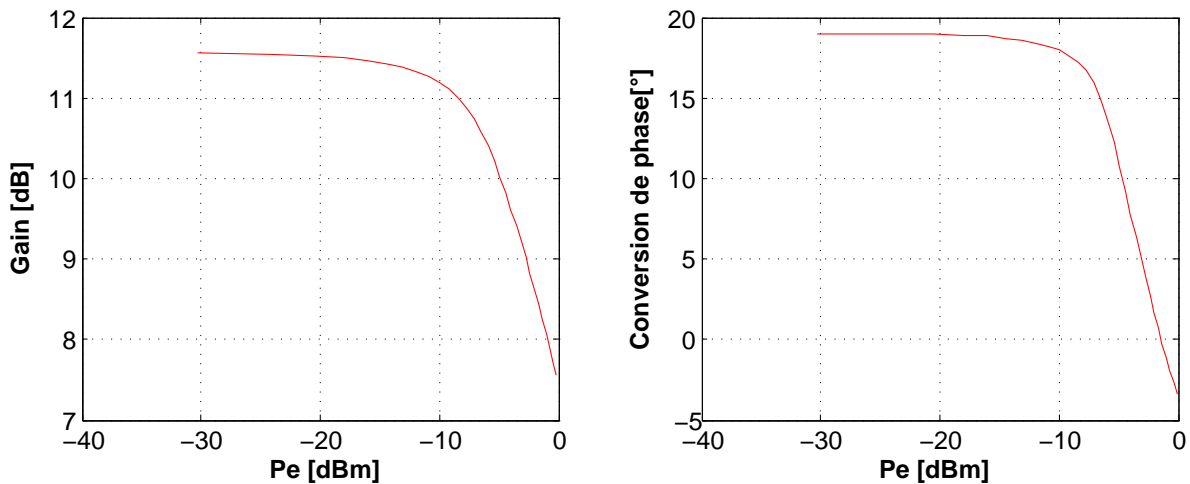


Figure 2.18 – Caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Avago 4543 à 3GHz

2.3.2.1.1 Caractérisation mono-porteuse

A partir du banc qui vient d'être présenté, une caractérisation mono-porteuse est menée de la zone linéaire jusqu'à 4dB de compression. Une compression de gain en moyenne de 4dB est nécessaire afin de bien sonder la non-linéarité sans toutefois détériorer le composant.

La bande de fréquence de caractérisation a été fixée à 200MHz (+/-100MHz) autour de la fréquence centrale de 3GHz. Cette bande est choisie pour être en conformité avec le banc de mesure de vérification des modèles qui sera présenté dans le prochain chapitre. Toutefois, cette largeur de bande est déjà suffisante pour beaucoup d'applications. La caractérisation s'effectue en balayant l'ensemble des fréquences à puissance fixe. De cette façon on s'assure de l'équilibre thermique global pour toutes les fréquences. Pour effectuer ces mesures, le PNA-X est utilisé en mode VNA. Nous avons fixé la bande passante du filtre FI à 10Hz pour obtenir un bon compromis entre précision et temps

de mesure. Le faisceau de courbes de gain et de déphasage, noté Gain HF, est tracé en fonction de la puissance de source P_e et de la fréquence sur la figure 2.19.

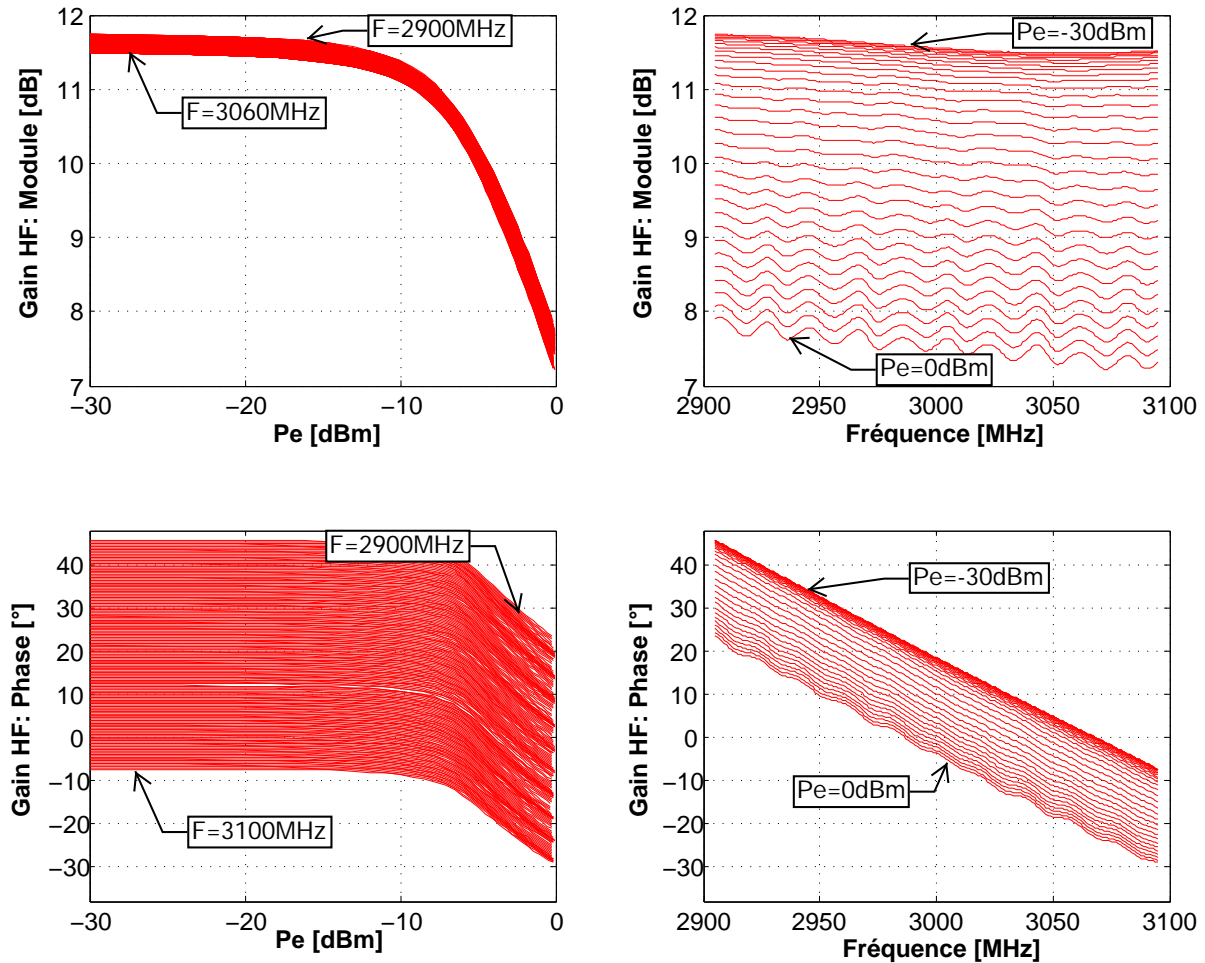


Figure 2.19 – Gain HF de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

La dispersion fréquentielle en module est relativement faible sur 200MHz de bande. Les pentes des courbes de déphasage indiquent un temps de groupe moyen d'environ 280ns, correspondant à la durée de mémoire à court-terme. Les courbes relativement parallèles semblent indiquer que la mémoire à court-terme est faiblement non-linéaire.

Les petites ondulations fréquentielles dans la zone de compression proviennent de la désadaptation entre la charge 50Ω du banc et l'amplificateur sous test.

2.3.2.1.2 Caractérisation bi-porteuse

La caractérisation bi-porteuse est effectuée avec le PNA-X en mode NVNA. Tout comme pour la caractérisation mono-porteuse, nous avons fixé la bande passante du filtre FI à 10Hz. La fréquence du signal de pompe a été fixée à la fréquence centrale de 3GHz, et sa puissance est balayée sur la même plage que pour la caractérisation mono-porteuse. Le niveau de la raie petit-signal a été fixé à -30dBm, ce qui correspond à un recul d'environ 25dB par rapport au point de compression de

gain à 1dB. Il a été observé qu'un recul de 20 à 40dB représente un bon compromis permettant à la raie petit-signal d'être suffisamment mesurable dans la dynamique de l'appareil sans pour autant stimuler la non-linéarité de l'amplificateur de manière significative. L'écart de fréquence entre les deux raies a été balayé de +/-1MHz à +/-100MHz. L'écart minimal a été fixé à 1MHz pour des questions de simplicité de calibration de la référence de phase. Comme on le verra par la suite cette limitation n'est pas dommageable pour la caractérisation de cet amplificateur de faible puissance qui ne présente pas d'effets de mémoire avec des constantes de temps supérieures à la microseconde (notamment absence d'effets thermiques visible).

Les courbes de gain paramétrique sont tracées sur la figure 2.20 en fonction de la puissance d'entrée du signal de pompe et de la fréquence de la porteuse petit signal. On observe que les courbes de gain paramétrique sont similaires aux courbes de gain mono-porteuse dans la zone linéaire, jusqu'à environ 1dB de compression, puis divergent complètement. On observe également

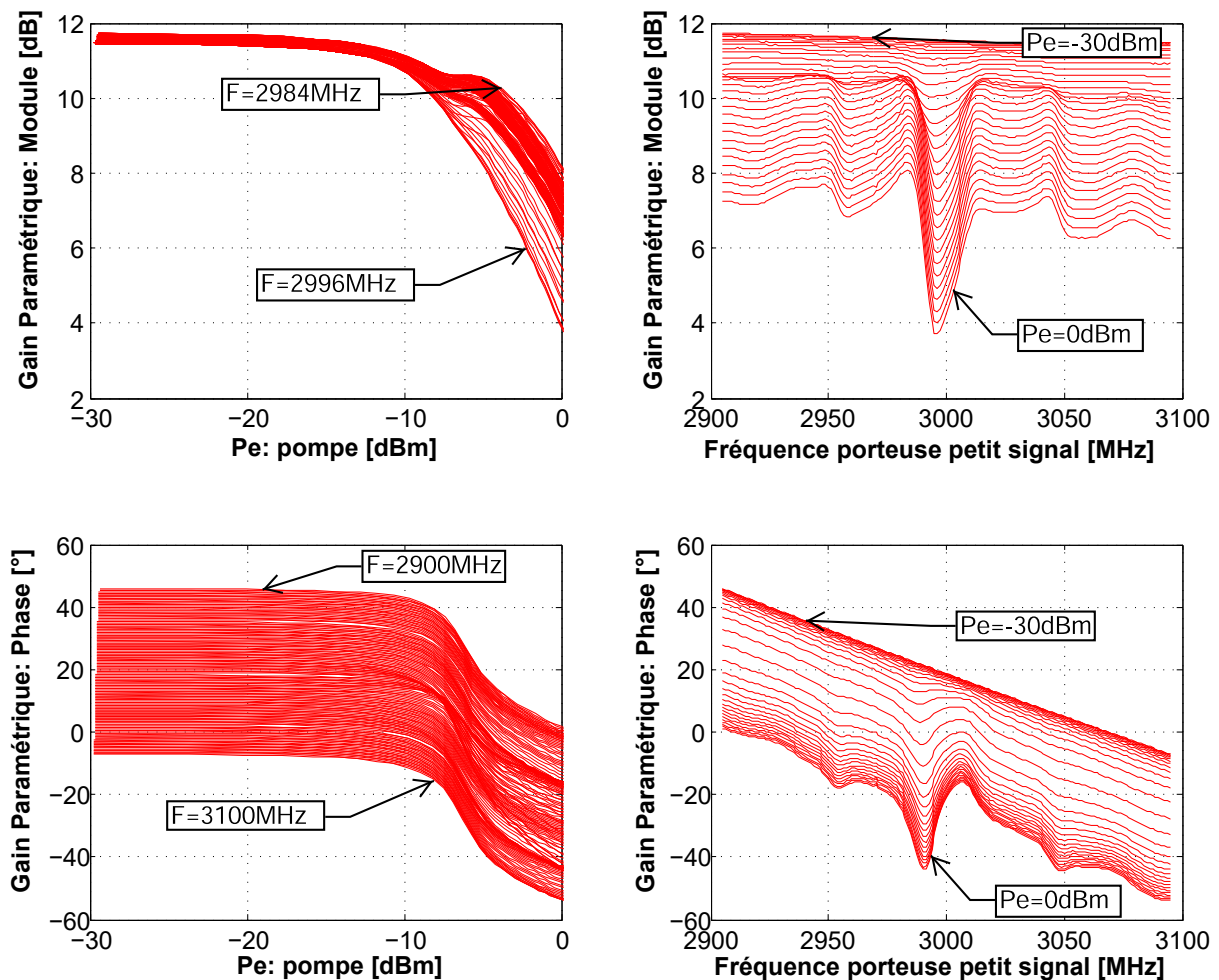


Figure 2.20 – Gain paramétrique de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

des oscillations importantes du module et de la phase du gain en milieu de bande, lorsque la porteuse petit signal est proche de la fréquence de pompe. Ces oscillations n'étant pas présentes dans le gain mono-porteuse, elles sont donc représentatives des effets de mémoire à long-terme

stimulés par le battement entre les deux porteuses. On remarque que la fréquence de coupure des oscillations se situe à environ 15MHz. Par conséquent, compte tenu du faible niveau de puissance et de la technologie de l'amplificateur, ces effets de mémoire sont attribués au circuit de polarisation.

Les courbes de gain de conversion sont tracées sur la figure 2.21. On observe que le gain de conversion est faible en petit signal (idéalement zero) et croît avec le niveau de la raie de pompe, puis sature en zone de forte compression. On peut noter que le plancher de mesure du gain de conversion pour cette exemple est d'environ -50dB. On observe également des oscillations du gain de conversion

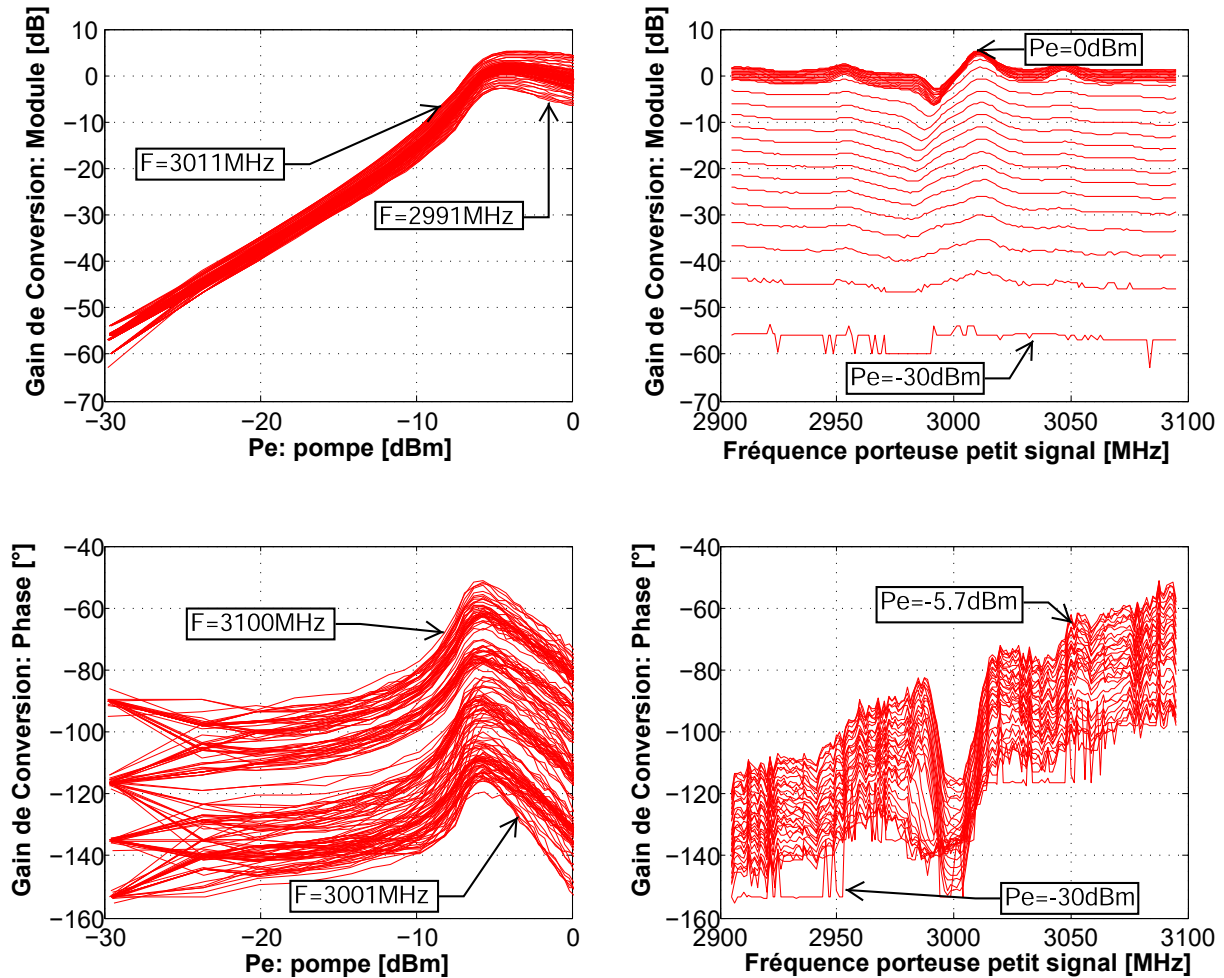


Figure 2.21 – Gain de conversion de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

près de la fréquence de pompe, indiquant la présence d'effets de mémoire à long-terme. Enfin, on remarque que contrairement aux courbes de déphasage du gain paramétrique qui sont lisses en fonction de la fréquence, les courbes de déphasage du gain de conversion sont très bruitées. Ce bruit qui peut être lissé par des techniques de moyennage est un problème critique qui provient des limitations du principe d'étalonnage en phase du PNA-X.

L'étalonnage en phase figure 2.22 est basé sur l'hypothèse que les relations de phase entre les fréquences du signal de référence (REF) de la HPR de mesure sont connues. La mesure du signal

de référence (REF) avec le NVNA et la comparaison aux phases de la HPR d'étalonnage permettent de calibrer le banc sur la plage de fréquence à caractériser. Lors de cette procédure figure 2.22, les deux HPR génèrent un peigne de Dirac avec des composantes fréquentielles d'un niveau de -70dBm par raie [58]. Le signal issu de la HPR d'étalonnage est ensuite fortement atténué car il traverse un coupleur et des atténuateurs. Le niveau de puissance dans le plan des récepteurs est donc proche du plancher de bruit. Par conséquent, la comparaison de ce signal à celui de référence (REF) lors de la phase d'étalonnage est entachée d'erreurs. Ce problème entraîne des mesures en phases approximatives. Le problème n'intervient pas sur le gain paramétrique car les relations de phases sont connues à partir de l'étalonnage vectoriel étant donné que le calcul est effectué avec des raies placées aux mêmes fréquences.

La difficulté de mesurer le déphasage du gain de conversion constitue le point crucial de l'identification du modèle TPM-NIM. Nous tenterons d'apporter une solution alternative au cours du prochain chapitre.

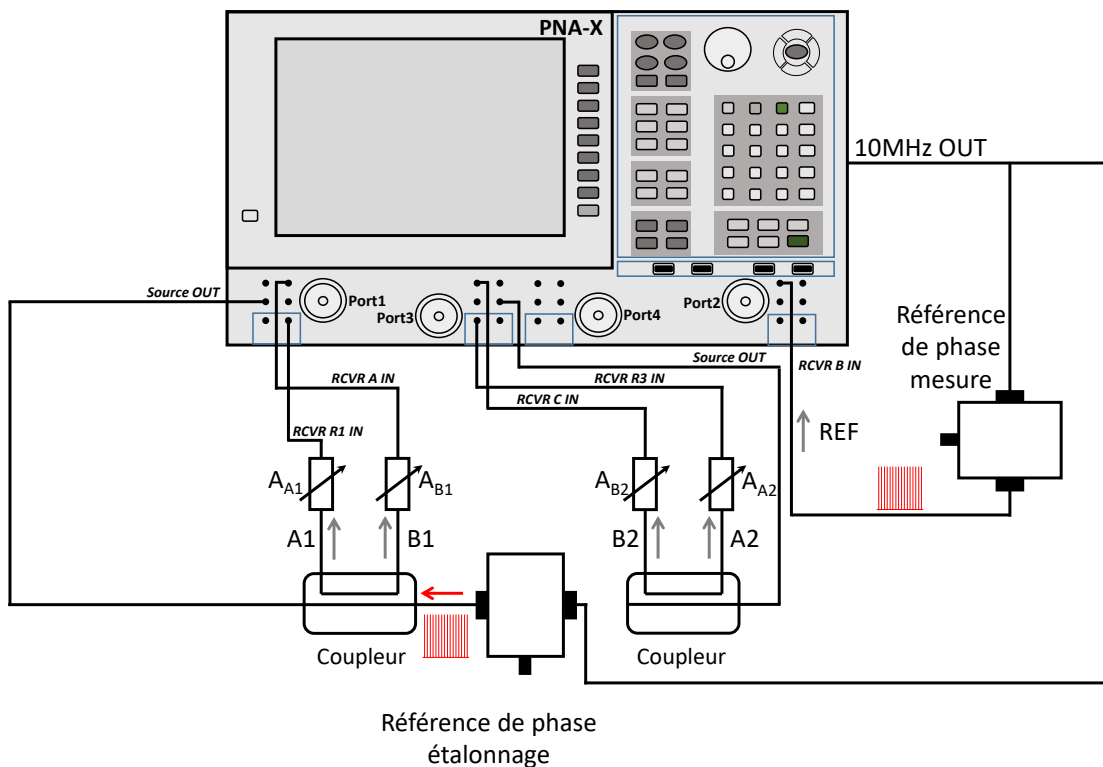


Figure 2.22 – Procédure d'étalonnage en phase

2.3.2.1.3 Identification des noyaux du modèle

Les 3 caractéristiques fondamentales (courbes AM/AM et AM/PM, gain paramétrique et gain de conversion) mesurées précédemment permettent une fois intégrées dans les équations 2.2 à 2.12 l'extraction des trois noyaux du modèle TPM-NIM. Pour cela, nous disposons d'un outil dénommé SCERNE développé par XLIM dans le cadre d'un PEA-DGA, qui est aujourd'hui en cours d'industrialisation avec la société AMCAD-Engineering. Ainsi, nous avons développé un module

spécifique permettant de générer des données de mesures au format SCERNE.

Le noyau HF (mémoire à court-terme) dénommé K_{HF} du PA est tracé sur la figure 2.23, en module et phase, en fonction de la tension d'entrée et de la fréquence. On peut noter que ce noyau est identiquement égal aux courbes AM/AM, AM/PM du PA.

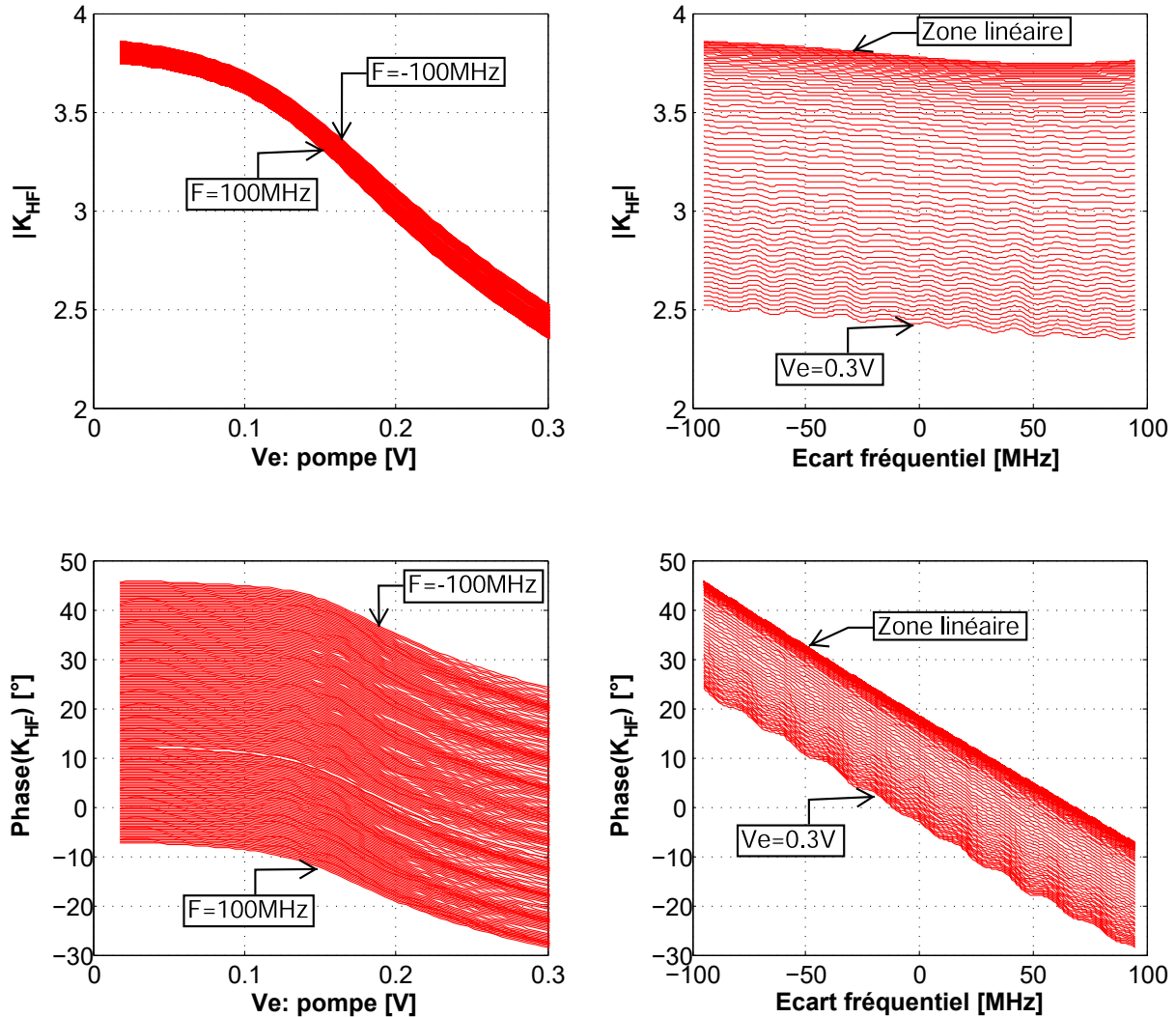


Figure 2.23 – Noyau HF de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

Les deux noyaux BF (mémoire long-terme), dénommés K_{BF1} et K_{BF2} , sont tracés sur les figures 2.24 et 2.25, respectivement, en fonction de la tension d'entrée de la raie de pompe et de l'écart des raies. On peut observer que les deux noyaux sont nuls en petit-signal puis croissent avec la puissance d'entrée. De même, ils sont nuls pour un écart de fréquence nul, ce qui équivaut à dire que leur contribution s'estompe en régime sinusoïdal permanent. Enfin, on peut noter sur les tracés des noyaux en fonction de l'écart de fréquence, du bruit significatif qui est l'impact des erreurs de mesure de phase observées précédemment sur le gain de conversion. Comme il a été indiqué, ces bruits pourront être assouplis par filtrage avec des fonctions rationnelles. En effet, une fois les noyaux du modèle extraits, ceux-ci sont interpolés dans le domaine fréquentiel avec des filtres en éléments simples (pôle/résidu). Le risque est cependant de confondre les résonances physiques avec du bruit

et vice-versa.

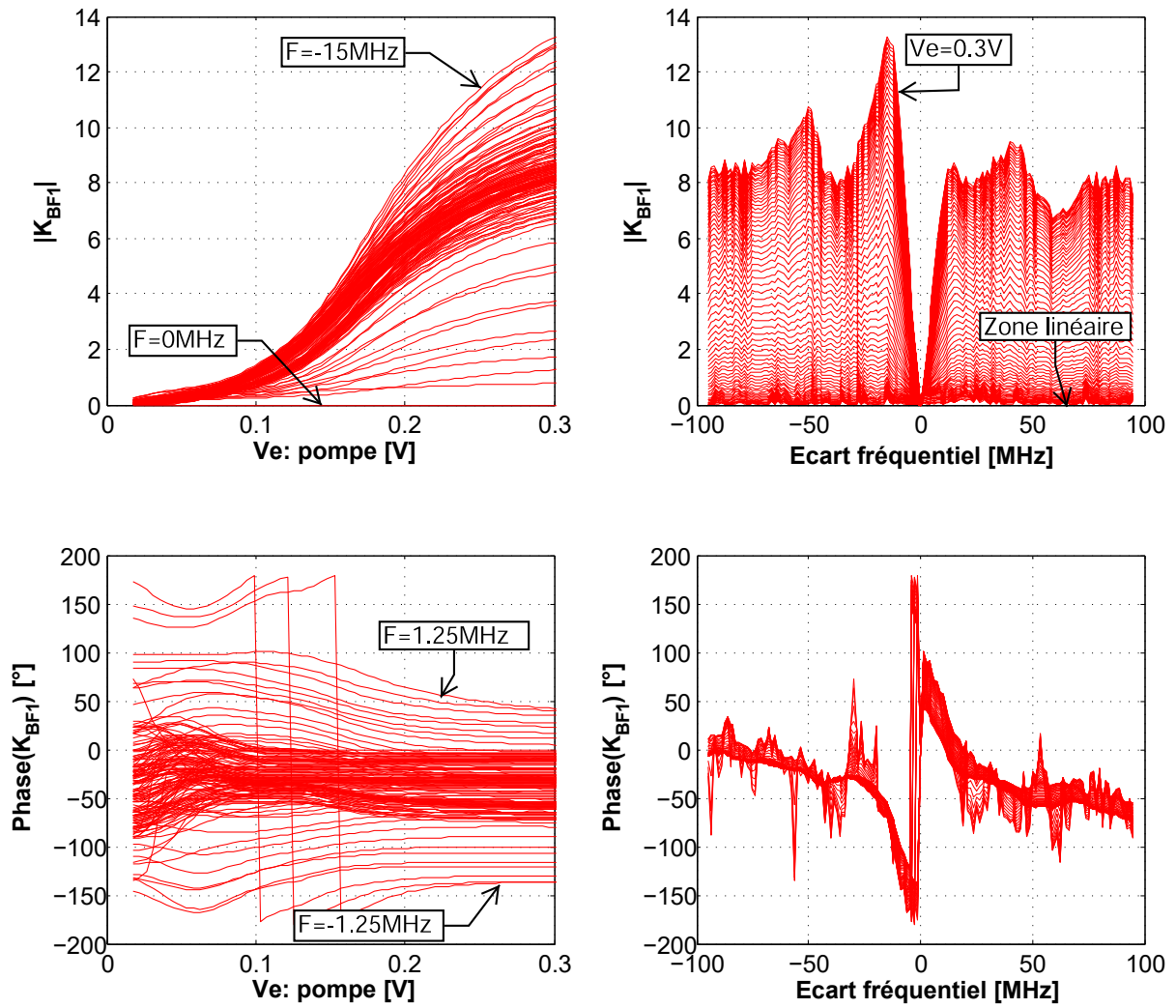


Figure 2.24 – Noyau BF1 de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

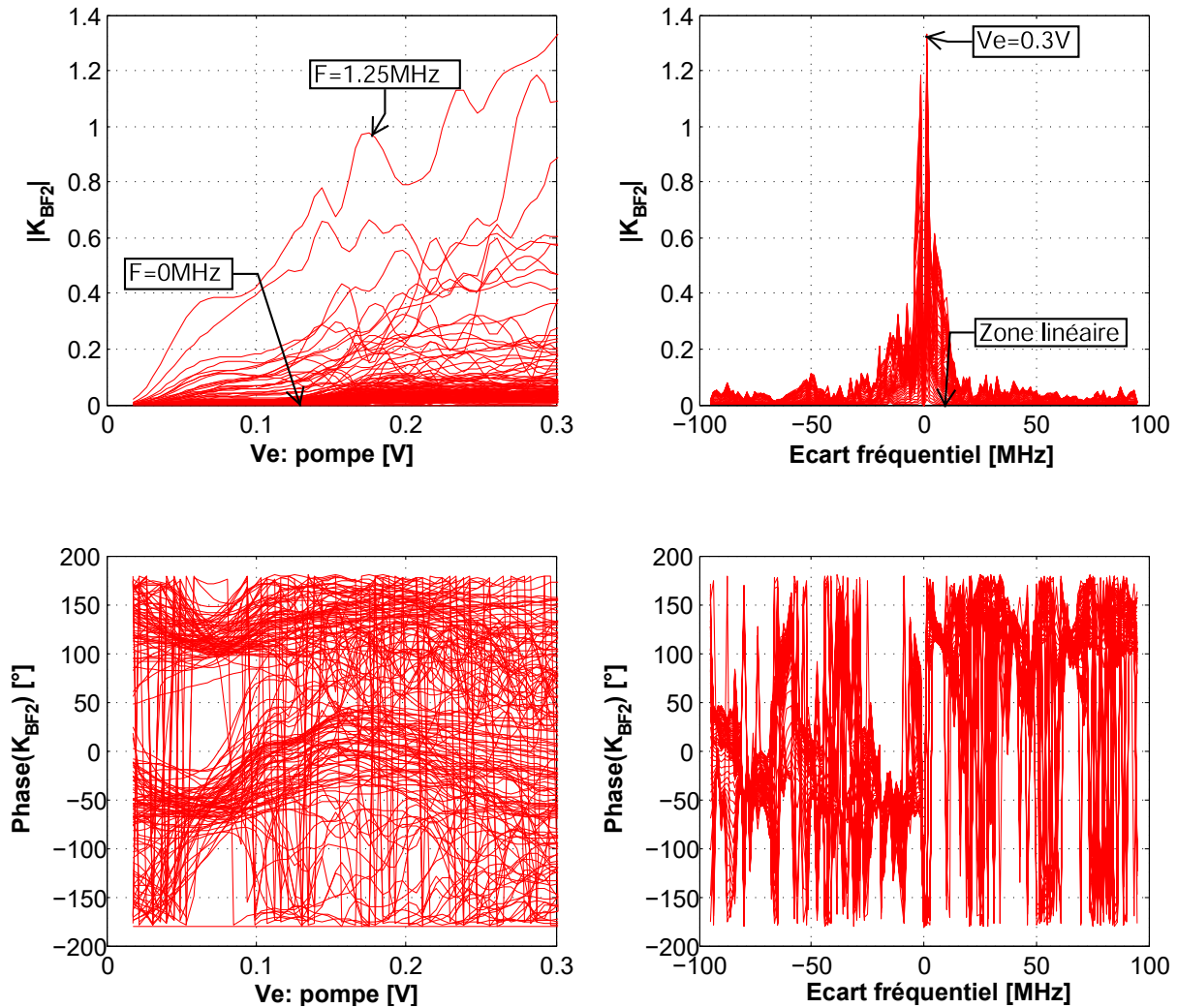


Figure 2.25 – Noyau BF2 de l’amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

2.3.2.2 Modélisation d’un amplificateur équilibré LDMOS, 17W

Le deuxième amplificateur de test est un amplificateur multi-étages, en architecture équilibrée, Freescale MD7IC2012N en technologie LDMOS. Il a été conçu pour les stations de bases et fonctionne sur la bande de fréquences [1.805GHz - 2.170GHz]. Son courant de polarisation est de 92mA sous 28V. Il dispose d’un gain linéaire de presque 32dB. Le point de compression à 1dB est atteint pour une puissance d’entrée de 10.5dBm. Les courbes de gain et de phase de l’amplificateur à la fréquence centrale de 2GHz sont présentées sur la figure 2.26.

2.3.2.2.1 Caractérisation mono-porteuse

Pour les mêmes raisons que pour le PA précédent, la caractérisation mono-porteuse a été effectuée sur une bande fréquence de 200MHz (+/- 100MHz) autour de la fréquence centrale de 2GHz. De même, une bande passante de 10Hz a été choisie pour le filtre FI. Des atténuateurs variables ont été placés en sortie du PA pour garantir une puissance inférieure à -10dBm dans le plan des récepteurs, afin d’assurer une bonne sensibilité de ces derniers. Le faisceau de courbes de gain et

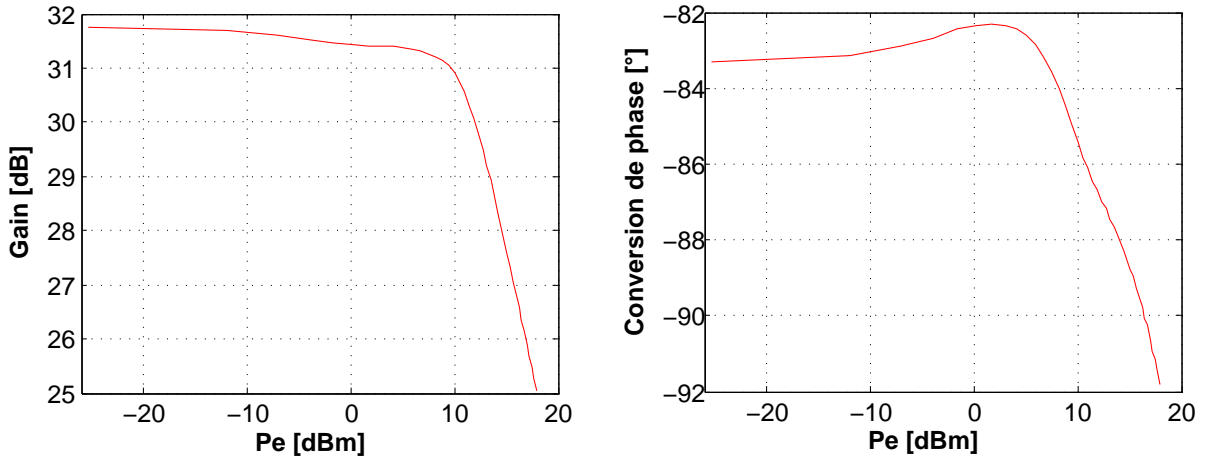


Figure 2.26 – Caractéristique mono-porteuse de l’amplificateur Freescale MD71C2012N à 2GHz

de déphasage, noté Gain HF, est tracé en fonction de la puissance de source P_e et de la fréquence sur la figure 2.27.

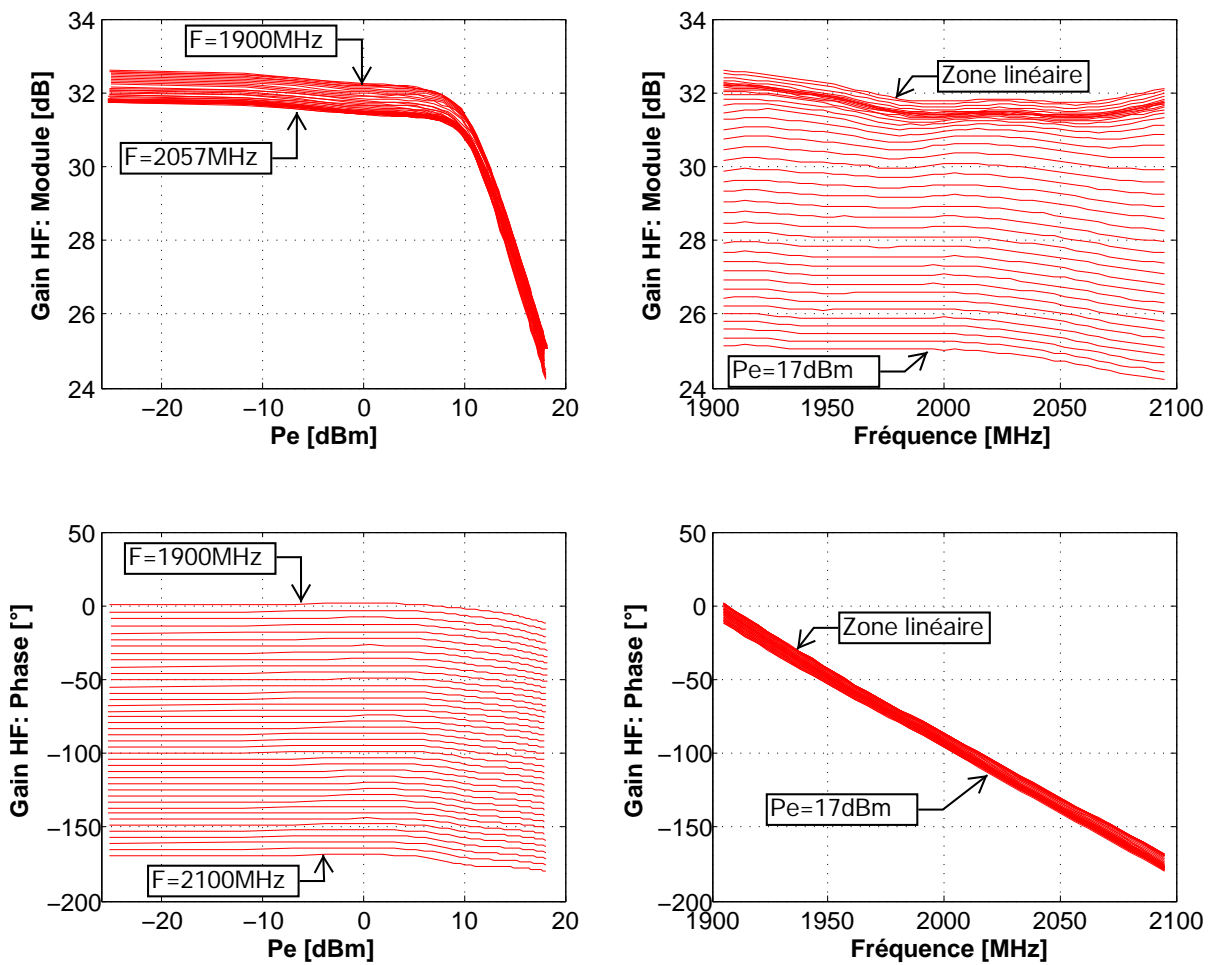


Figure 2.27 – Gain HF de l’amplificateur Freescale MD71C2012N en Module/Phase

La dispersion fréquentielle en module est de 0.8dB sur 200MHz de bande. Le temps de groupe moyen est d'environ 1µs. La compression maximale de gain caractérisée est de 6dB. On peut noter que l'association des phénomènes d'expansion et de compression de gain accentue la non-linéarité du dispositif. Ce que l'on verra de manière plus évidente dans la caractérisation bi-porteuse.

2.3.2.2.2 Caractérisation bi-porteuse

La fréquence du signal de pompe a été fixée à la fréquence centrale de 2GHz. Sa puissance est balayée sur la même plage que pour la caractérisation mono-porteuse. Le niveau de la raie petit-signal a été fixé à -30dBm, soit un recul d'environ 40dB par rapport au point de compression à 1dB. La bande passante du filtre FI a été placée à 10Hz comme dans les caractérisations précédentes. L'écart de fréquence entre les deux porteuses est balayé de +/-625kHz à +/-100MHz. La limite inférieure basse de +/-625kHz est limitée par les performances de la référence de phase du PNA-X.

Les courbes de gain de paramétrique sont tracées sur la figure 2.28. On remarque que l'évolution du gain paramétrique est très semblable au gain en mono-porteuse sur toute la plage de puissance, avec toutefois une compression plus forte de 12dB au lieu de 7dB, du fait du transfert d'énergie vers la raie d'intermodulation d'ordre 3.

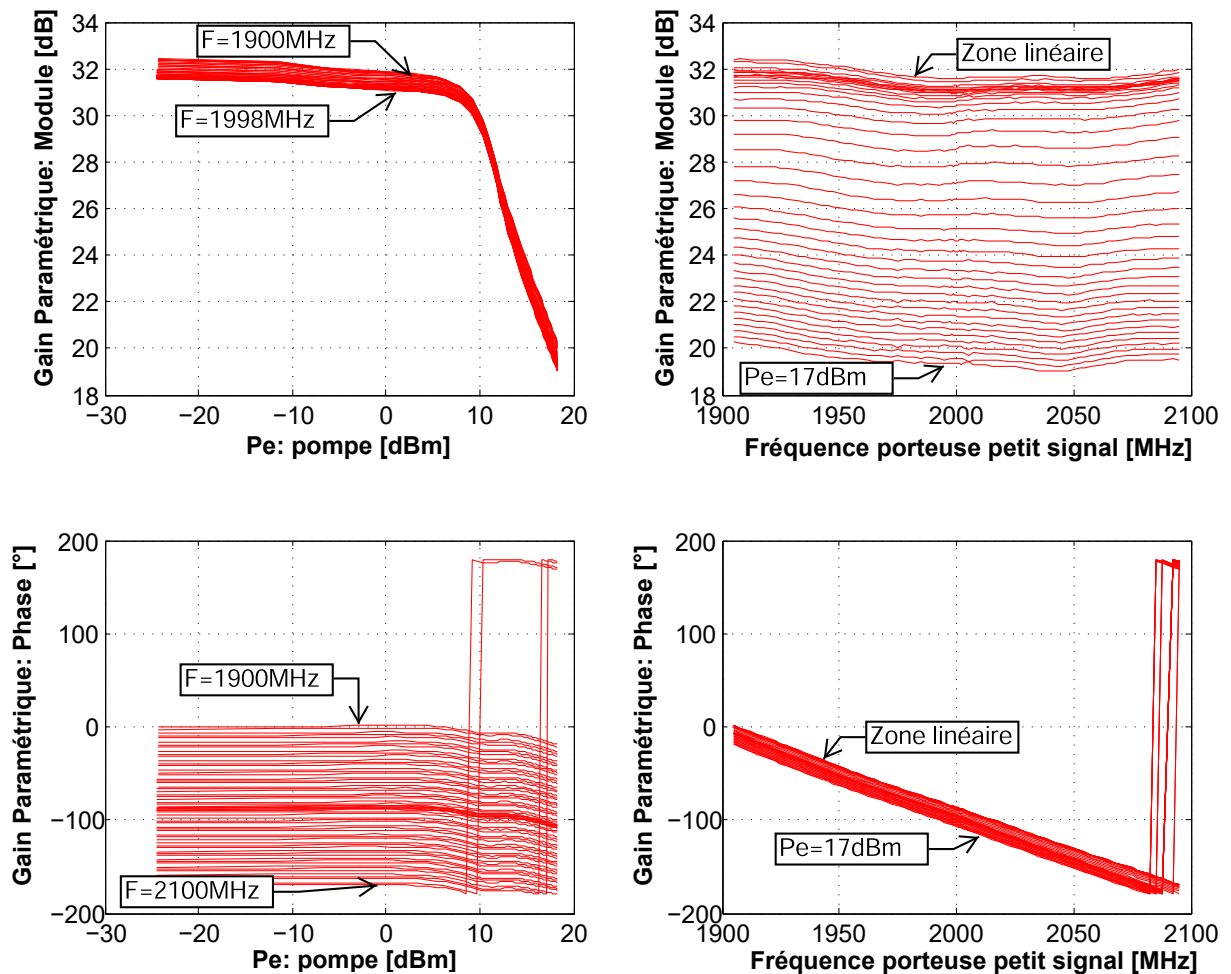


Figure 2.28 – Gain paramétrique de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase

Les courbes de gain de conversion sont tracées sur la figure 2.29. On observe que le gain de conversion présente un phénomène de résonance non-linéaire. En effet, le gain de conversion est faible en petit signal et croît avec le niveau de la raie de pompe, puis décroît rapidement autour du point d'inflexion de la zone d'expansion de gain, pour ensuite recroître dans la zone de forte compression. On remarque aussi que la résonance non-linéaire est visible dans le plan des fréquences. Il y a en particulier des résonances dans trois plages d'écart de fréquence : autour de 75MHz, autour 25MHz et en dessous de 625kHz.

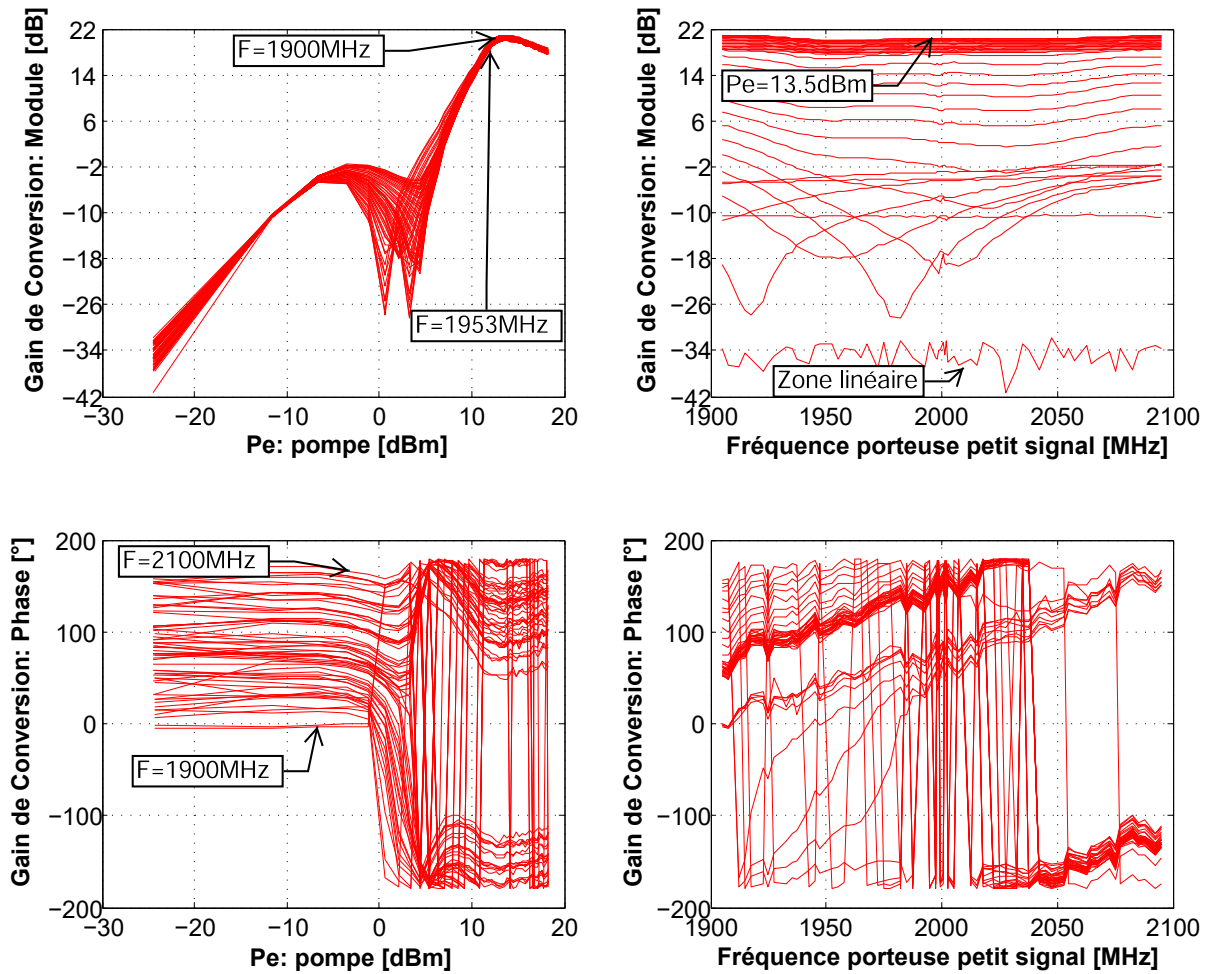


Figure 2.29 – Gain de conversion de l’amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase

La limite inférieure de 625kHz, due aux performances de la référence de phase du PNA-X, ne paraît donc pas suffisante pour caractériser cet amplificateur présentant des constantes de temps plus longues que la microseconde. Ces résonances qui n’étaient pas observées en caractérisation mono-porteuse sont indicatifs des effets de mémoire à long-terme. Compte tenu de leurs fréquences et de la technologie de l’amplificateur, on peut supposer qu’il s’agit à la fois des effets thermiques et du circuit de polarisation. Enfin, de même que pour le PA précédent, les courbes de déphasage du gain de conversion sont entachées de bruits importants, même si l’on visualise bien une allure moyenne.

2.3.2.2.3 Identification des noyaux du modèle

Les 3 noyaux du modèle TPM-NIM obtenus à partir des caractérisations précédentes sont tracés sur les figures 2.30, 2.31, et 2.32, respectivement pour le noyau HF et les deux noyaux BF. On peut faire la même remarque que précédemment sur le bruit de mesure de phase du gain de conversion qui impacte sur la qualité des noyaux BF extraits.

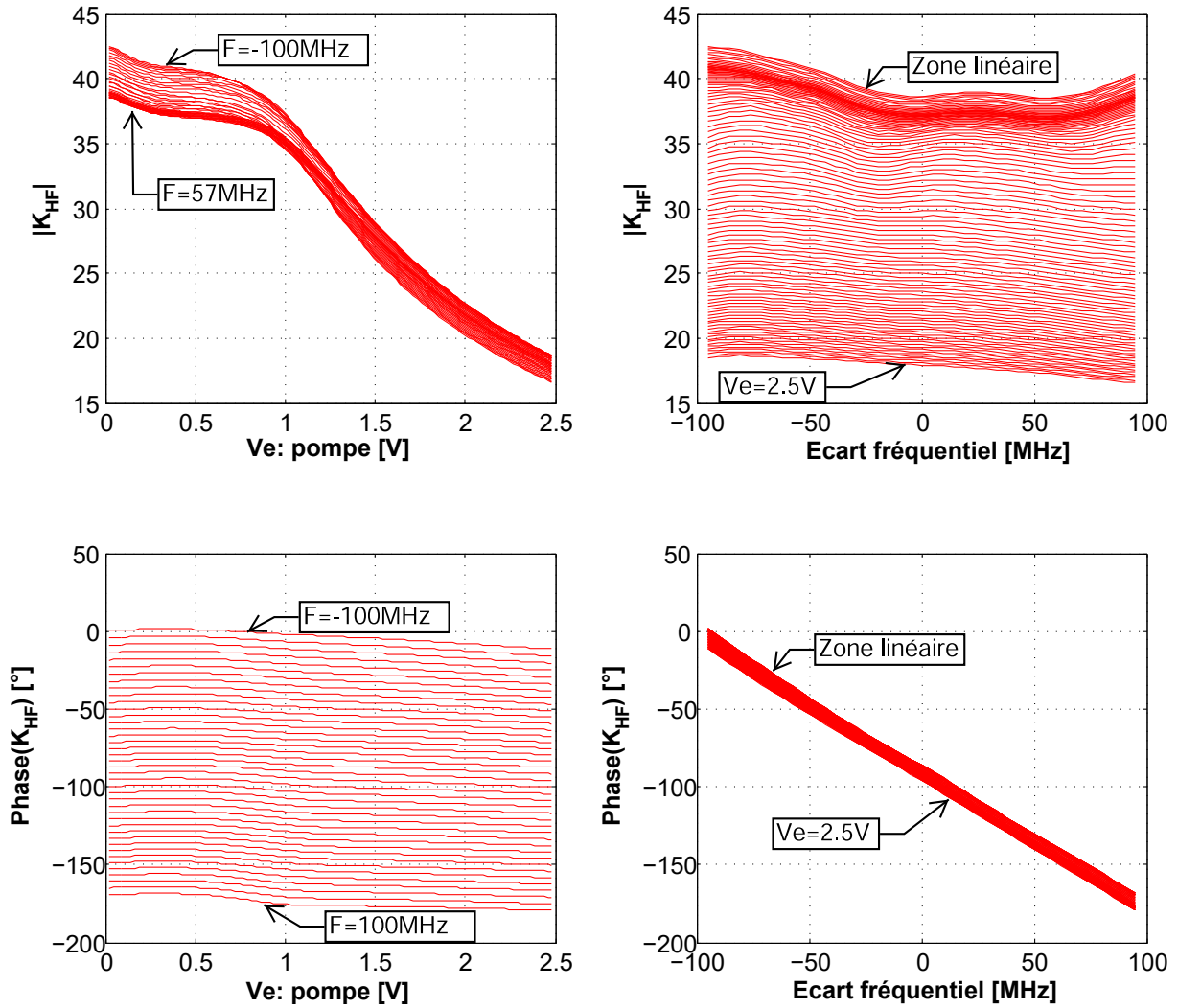


Figure 2.30 – Noyau HF de l’amplificateur Freescale MD71C2012N en Module/Phase

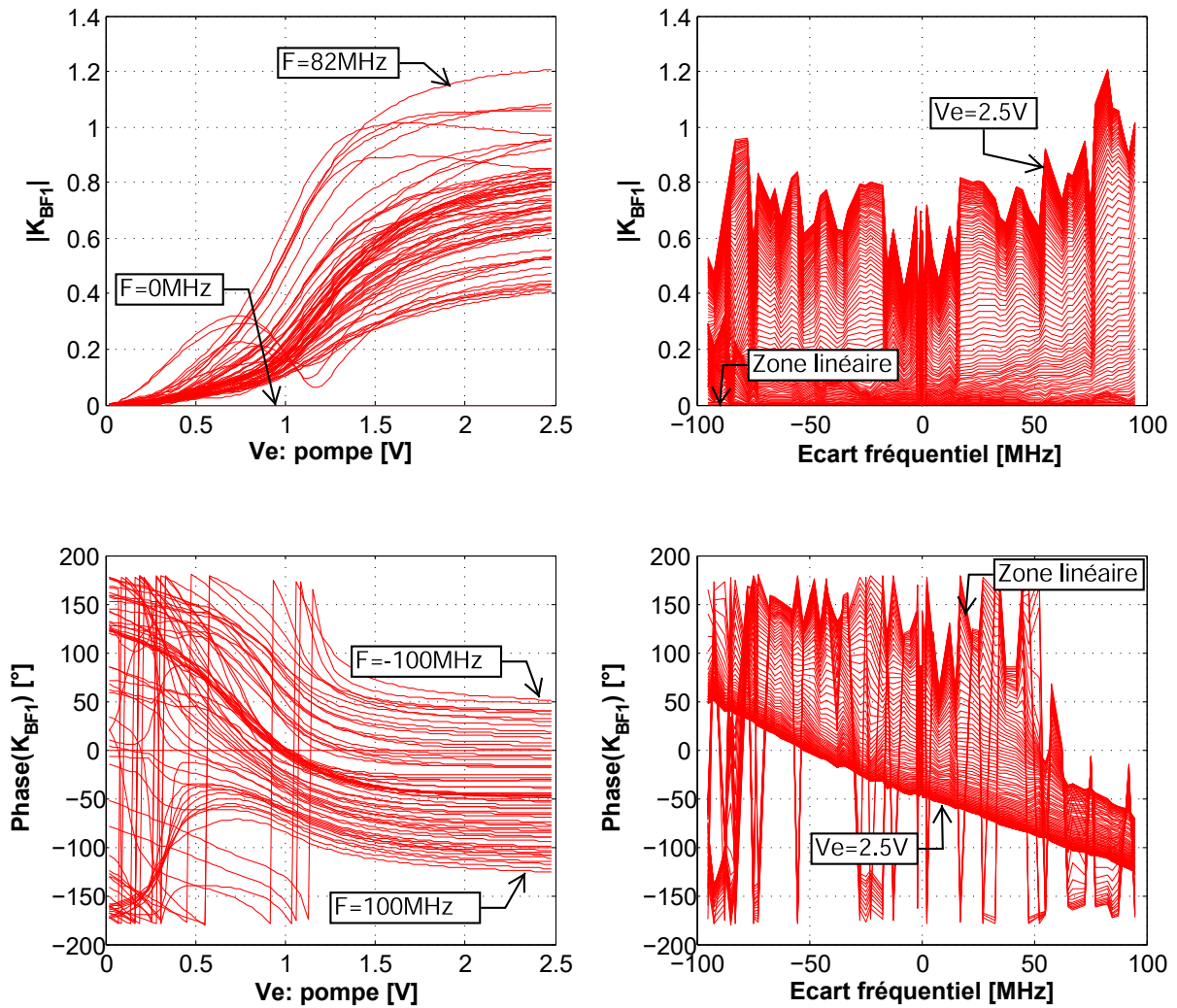


Figure 2.31 – Noyau BF1 de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase

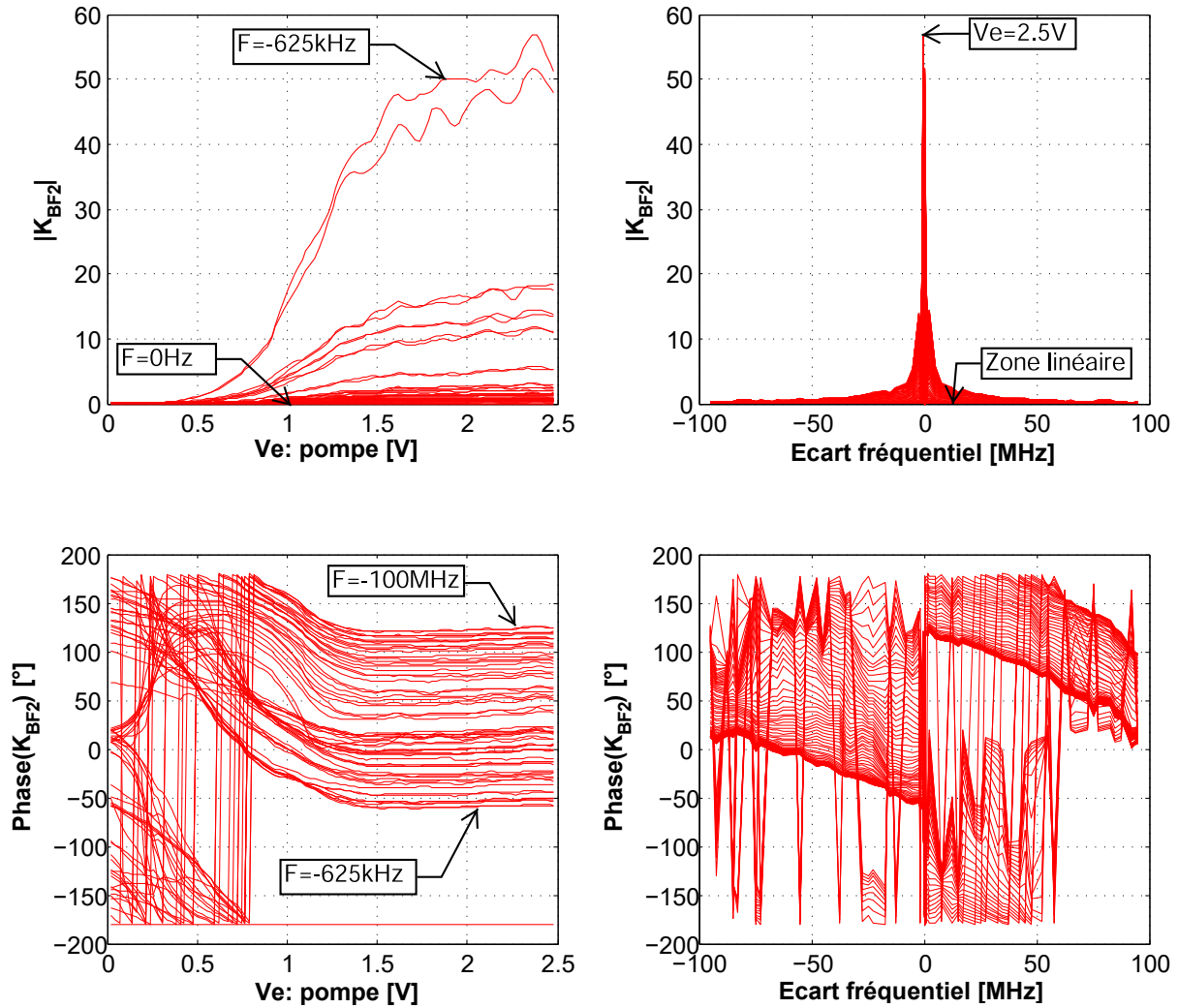


Figure 2.32 – Noyau BF2 de l’amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase

2.4 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté brièvement le principe d’identification du modèle TPM-NIM. Ce modèle couplant les phénomènes de mémoire haute et basse fréquences requiert 2 stimuli différents pour être extrait. Le noyau HF est directement déduit à partir de courbes AM-AM/AM-PM multifréquences. L’identification des noyaux BF passe par la caractérisation de l’amplificateur à l’aide d’un signal 2 tons à faible indice de modulation. De par la nature de ce signal, en sortie d’amplificateur des produits d’intermodulation sont générés entraînant indirectement une stimulation de la mémoire à long-terme. A partir des signaux aux bornes du dispositif, deux gains différents sont prélevés. Le gain paramétrique qui est un rapport entre les deux raies petits-signaux présents à la fois dans le spectre d’entrée et de sortie. Puis, le gain de conversion qui requiert de faire l’acquisition en module et en phase de la raie d’intermodulation générée en sortie du PA. La connaissance de ces deux gains permet par la résolution d’un système différentiel d’extraire les noyaux BF.

Le besoin de mesurer des raies d'intermodulation en module/phase laisse entrevoir des difficultés de caractérisation aux fréquences microondes. Aussi dans la seconde partie du chapitre nous avons présenté un état des lieux des principaux instruments de mesure hyperfréquence disponibles et pouvant être utilisés à cet usage. Il ressort de cette analyse que le NVNA présente les caractéristiques les plus adaptées à ce besoin. A savoir :

- Une grande largeur de bande permettant la caractérisation des amplificateurs large bande.
- Une grande dynamique spectrale permettant la mesure de gain de conversion de faible niveau.
- Une référence de phase absolue permettant la mesure de la phase du gain de conversion.

Dans la troisième partie du chapitre nous avons présenté la caractérisation de deux amplificateurs de deux technologies et topologies différentes, à l'aide d'un analyseur de type NVNA : Le PNA-X de la société Keysight Technologies. Les résultats obtenus sont relativement satisfaisants. Nous avons cependant relevé deux limitations significatives, qui impactent la qualité du modèle extrait. Ces limitations sont :

- La fréquence de résolution minimale limitée à 625kHz, qui ne permet pas de sonder adéquatement les effets de mémoire très long-terme comme les effets thermiques ou les effets de pièges.
- Le bruit relativement élevé dans la mesure de la phase du gain de conversion, dont il n'est pas toujours aisé de dissocier des résonances physiques du circuit et de filtrer.

Pour tenter de donner une solution à ces problèmes, le prochain chapitre sera consacré à la présentation du principe de mesure alternatif que nous avons développé à cet effet.

CHAPITRE 3

Banc de caractérisation indirecte du modèle TPM-NIM

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons pu expérimenter la méthode d'identification directe du modèle TPM-NIM, sur deux amplificateurs de puissance. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'un équipement de mesure de type NVNA, c'est-à-dire un équipement disposant d'un étalon de phase absolu dans les chaînes de générateur et de récepteur de mesures. Si cette méthode a permis d'obtenir des caractérisations relativement satisfaisantes, elle a tout de même fait ressortir des limitations quant à la fréquence de résolution minimale et à la précision de la référence de phase. On doit également noter que les équipements de type NVNA sont des équipements haut de gamme, donc relativement onéreux.

L'objectif de ce chapitre est de développer une méthode alternative, dans le but de répondre aux problèmes indiqués ci-dessus.

La première partie de ce chapitre introduit le principe du nouveau procédé de mesure. Il est basé sur l'utilisation d'un stimulus qui reste aussi simple que pour la méthode précédente, mais qui est qualitativement différent. Ce principe sera mis en équation afin de déterminer les paramètres optimaux du stimulus permettant une caractérisation présentant la plus grande robustesse vis-à-vis des bruits de mesure.

Ensuite, le banc de mesure correspondant à ce principe sera étudié. Les instruments employés seront justifiés en fonction des stimuli utilisés et des performances désirées.

Enfin, le banc de caractérisation sera complété par un banc qui servira à la vérification et à la validation des modèles qui seront extraits. Le banc de vérification et de validation devra permettre la génération et la mesure de signaux complexes permettant d'évaluer les modèles dans des situations d'utilisation variées, et notamment le calcul des figures de mérite présentées dans le premier chapitre.

3.2 Le principe d'identification indirecte du modèle TPM-NIM

Nous avons vu dans le premier chapitre que le modèle TPM-NIM était complètement déterminé par la connaissance de trois caractéristiques fondamentales de l'amplificateur : les courbes AM/AM,

AM/PM, le gain paramétrique et le gain de conversion en mode mélangeur petit-signal. A ce jour, la difficulté essentielle réside dans la mesure des gains en mode mélangeur petit-signal, et notamment de la phase du gain de conversion. Nous avons montré dans le chapitre précédent que ces gains sont théoriquement mesurables avec les analyseurs haut de gamme, de type NVNA. Cependant, la précision de mesure en phase ainsi que la résolution en écart entre les fréquences de mélange ne sont pas complètement satisfaisantes. La difficulté principale du mode de caractérisation précédent, dit caractérisation directe, rappelé figure 3.1, vient du fait que la fréquence de mélange (intermodulation d'ordre 3) que l'on désire mesurer en sortie du DST ne figure pas dans le signal d'entrée. D'où la nécessité d'un signal de référence auxiliaire, préalablement étalonné en phase, permettant de réaliser un calage en phase de l'ensemble des signaux.

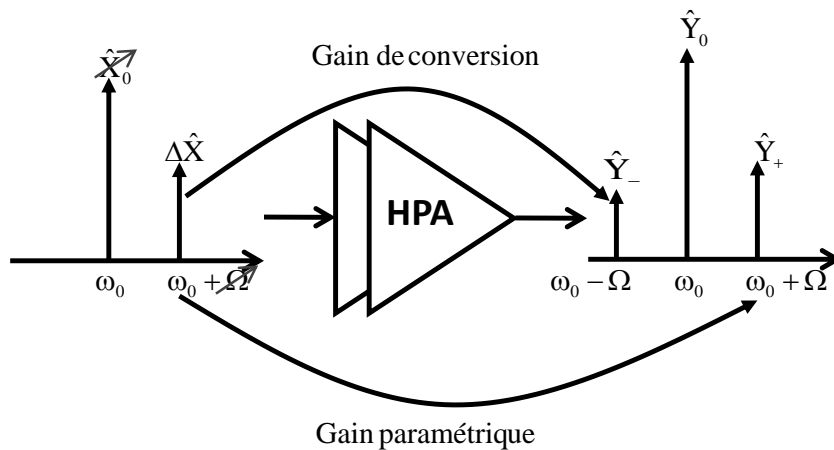


Figure 3.1 – Caractérisation directe des gains mélangeur petit-signal

Aussi la méthode de caractérisation indirecte a pour objet d'éviter le recours à un signal de référence auxiliaire [59, 60]. Pour ce faire, en lieu et place du stimulus d'entrée précédent composé de deux raies, on utilise un stimulus composé de trois raies, comme illustré figure 3.2. Une raie de pompe à la fréquence centrale, une raie petit-signal à la fréquence de modulation, puis une seconde raie petit-signal à la fréquence correspondant au produit d'intermodulation d'ordre 3. Ainsi, du fait du faible niveau des deux raies petit-signal à l'entrée, les composantes spectrales des signaux sont identiques à l'entrée et à la sortie du DST. Ce faisant, nous ne pouvons plus accéder directement au gain paramétrique et au gain de conversion définissant le modèle TPM-NIM. L'intérêt de la procédure réside toutefois dans le fait que nous pouvons dès lors, au moyen d'un analyseur classique type VNA, mesurer des rapports de raies entrée-sortie aux fréquences identiques. Par ailleurs, nous verrons par la suite qu'à partir de la mesure des rapports de raies aux fréquences identiques, désignés gain gauche et gain droit, il est possible de remonter au gain paramétrique et de conversion, dès lors que le spectre du signal d'entrée est suffisamment bien réglé en module et en phase. De même, il existe des conditions de répartition de phases telles que l'extraction des gains paramétrique et de conversion soit robuste vis-à-vis des erreurs et biais de mesure des gains gauche et droit. Ce que l'on doit retenir de cette démarche de caractérisation est que nous avons converti la problématique de réalisation d'un étalon de phase absolu, haute résolution de fréquence ($\Delta F < 1\text{Hz}$) et large bande ($F_{\text{max}} \gg 1\text{GHz}$) en un problème de génération d'un signal trois tons, non-harmonique, avec contrôle

des phases relatives des raies. La précision de mesure finale des gains paramétrique et de conversion qui en seront extrait dépendra alors de l'exactitude avec laquelle on peut générer les phases des trois raies composant le signal d'entrée. Cependant, les trois raies étant par définition confinées dans la bande utile de l'amplificateur, généralement quelques dizaines et centaines de MHz, il semble aujourd'hui possible de générer un tel signal de manière efficace à l'aide de générateur de signaux vectoriel (VSG). Le banc de caractérisation est essentiellement composé d'un générateur VSG et d'un analyseur vectoriel classique VNA. C'est cette procédure qui va être décrite ci-après.

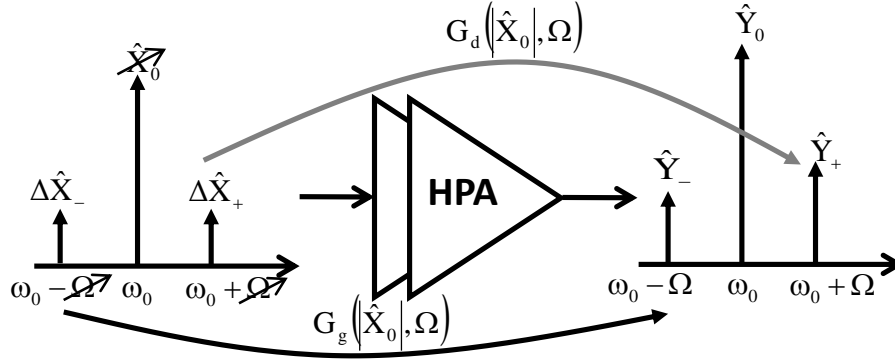


Figure 3.2 – Caractérisation indirecte des gains mélangeur petit-signal

Considérons donc le signal d'excitation 3-tons à faible indice de modulation suivant :

$$\begin{aligned} x(t) &= \Re \left\{ \hat{X}_0 e^{j.\omega_0.t} + \Delta \hat{X}_+ e^{j.(\omega_0+\Omega).t} + \Delta \hat{X}_- e^{j.(\omega_0-\Omega).t} \right\} \\ \hat{X}_0 &= |\hat{X}_0| e^{j\Phi_0} \end{aligned} \quad (3.1)$$

où $|\hat{X}_0|$ et Φ_0 sont l'amplitude et la phase de la pompe, $|\Delta \hat{X}_+| \ll 1$ et $|\Delta \hat{X}_-| \ll 1$ les amplitudes des modulations petits signaux, ω_0 la fréquence de la porteuse (ou pompe) et Ω l'écart fréquentiel (ou modulation).

Le signal de sortie est alors également composé de trois raies, de la forme :

$$y(t) = \Re \left\{ \hat{Y}_0 e^{j.\omega_0.t} + \Delta \hat{Y}_+ e^{j.(\omega_0+\Omega).t} + \Delta \hat{Y}_- e^{j.(\omega_0-\Omega).t} \right\} \quad (3.2)$$

Nous pouvons alors mesurer les gains gauche et droit, notés respectivement G_g et G_d .

$$\begin{aligned} G_g(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \frac{\hat{Y}_-}{\Delta \hat{X}_-} \\ G_d(|\hat{X}_0|, \Omega) &= \frac{\hat{Y}_+}{\Delta \hat{X}_+} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Tout comme pour la caractérisation directe, la caractérisation complète nécessite le balayage de l'amplitude de pompe pour couvrir les plages de fonctionnement linéaire et non-linéaire du PA. De même, la fréquence de modulation Ω est balayée pour couvrir la bande utile du PA.

A partir des gains G_g et G_d , il est nécessaire de pouvoir accéder aux gains paramétrique et de

conversion figure 3.3 qui sont les caractéristiques fondamentales du modèle.

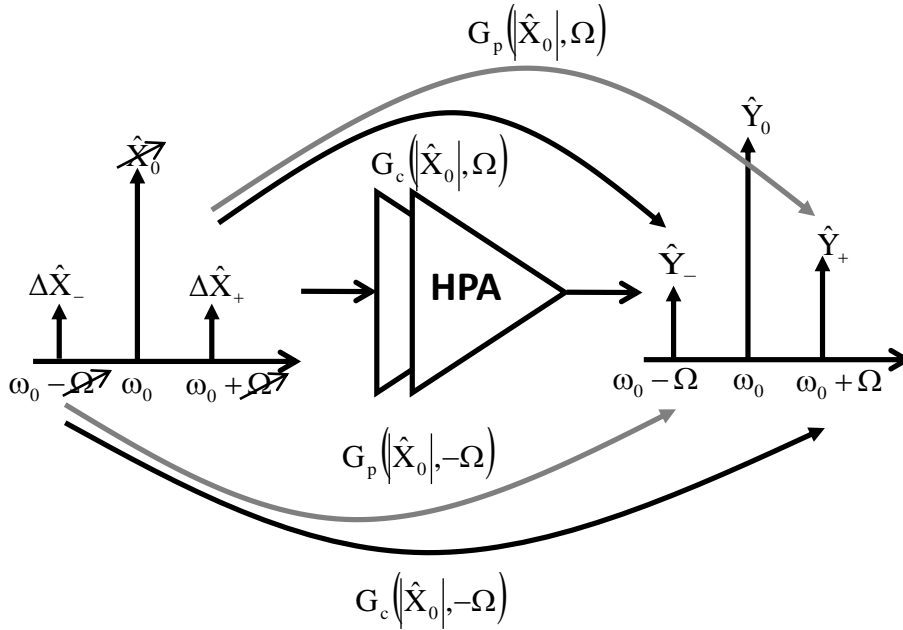


Figure 3.3 – Contribution des gains paramétrique et de conversion aux gains gauche et droit

A cet effet, considérons le cas simple d'un système passe-bande, modélisé par une caractéristique de gain statique :

$$\hat{y}(t) = G(|\hat{x}(t)|) \cdot \hat{x}(t) \quad (3.4)$$

où $\hat{x}(t)$ et $\hat{y}(t)$ sont les enveloppes complexes des signaux d'entrée-sortie.

Considérons maintenant le cas où $\hat{x}(t) = \hat{X}_0 + \Delta\hat{X}_+ \cdot e^{j\Omega \cdot t} + \Delta\hat{X}_- \cdot e^{-j\Omega \cdot t}$ et $\hat{y}(t) = \hat{Y}_0 + \Delta\hat{Y}_+ \cdot e^{j\Omega \cdot t} + \Delta\hat{Y}_- \cdot e^{-j\Omega \cdot t}$

En utilisant un développement au premier ordre, le module de $\hat{x}(t)$ peut se mettre sous la forme suivante :

$$|\hat{x}(t)| = |\hat{X}_0| + \frac{1}{2} \cdot \left(e^{-j\Phi_0} \cdot \Delta\hat{X}_+ + e^{j\Phi_0} \cdot \Delta\hat{X}_-^* \right) \cdot e^{j\Omega \cdot t} + \frac{1}{2} \cdot \left(e^{-j\Phi_0} \cdot \Delta\hat{X}_+ + e^{j\Phi_0} \cdot \Delta\hat{X}_-^* \right)^* \cdot e^{-j\Omega \cdot t} \quad (3.5)$$

où $\hat{X}_0 = |\hat{X}_0| \cdot e^{j\Phi_0}$ est la raie de pompe.

De même, en effectuant un développement au premier ordre du gain statique $G(|\hat{x}(t)|)$, on obtient le développement limité du signal de sortie .

$$\hat{y}(t) \cong \left[G(|\hat{X}_0|) + \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|} \cdot (|\hat{x}(t)| - |\hat{X}_0|) \right] \cdot \hat{x}(t) \quad (3.6)$$

d'où l'on tire facilement par identification les composantes spectrales :

$$\begin{aligned}
 \hat{Y}_0 &= G(|\hat{X}_0|) \cdot \hat{X}_0 \\
 \hat{Y}_+ &= \left(G(|\hat{X}_0|) + \frac{1}{2} \cdot |\hat{X}_0| \cdot \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \cdot \Delta \hat{X}_+ + \left(\frac{1}{2} \cdot |\hat{X}_0| \cdot \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \Delta \hat{X}_-^* \\
 \hat{Y}_- &= \left(G(|\hat{X}_0|) + \frac{1}{2} \cdot |\hat{X}_0| \cdot \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \cdot \Delta \hat{X}_- + \left(\frac{1}{2} \cdot |\hat{X}_0| \cdot \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|} \right) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \Delta \hat{X}_+^*
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

On peut alors apercevoir à partir des équations 3.7 les contributions des gains paramétrique et de conversion sur les gains gauche et droit du système :

$$\begin{aligned}
 \hat{Y}_+ &= G_p(|\hat{X}_0|) \cdot \Delta \hat{X}_+ + G_c(|\hat{X}_0|) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \Delta \hat{X}_-^* \\
 \hat{Y}_- &= G_p(|\hat{X}_0|) \cdot \Delta \hat{X}_- + G_c(|\hat{X}_0|) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \Delta \hat{X}_+^*
 \end{aligned}$$

Avec,

$$\begin{aligned}
 G_p &= G(|\hat{X}_0|) + \frac{1}{2} \cdot |\hat{X}_0| \cdot \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|} \\
 G_c &= \frac{1}{2} \cdot |\hat{X}_0| \cdot \frac{\partial G}{\partial |\hat{X}_0|}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

On peut ainsi extrapoler les relations obtenues pour un système statique en introduisant une dépendance fréquentielle aux gains paramétrique et de conversion. Pour un système à mémoire, la composition des raies gauche et droite se met alors sous la forme suivante :

$$\hat{Y}_- = G_p(|\hat{X}_0|, -\Omega) \cdot \Delta \hat{X}_- + G_c(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \Delta \hat{X}_+^* \tag{3.9}$$

$$\hat{Y}_+ = G_p(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot \Delta \hat{X}_+ + G_c(|\hat{X}_0|, -\Omega) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \Delta \hat{X}_-^* \tag{3.10}$$

En divisant l'équation 3.9 par $\Delta \hat{X}_-$ et l'équation 3.10 par $\Delta \hat{X}_+$ on obtient alors le système d'équations reliant G_g , G_d à G_p , G_c .

$$\begin{aligned}
 G_g(|\hat{X}_0|, \Omega) &= G_p(|\hat{X}_0|, -\Omega) + G_c(|\hat{X}_0|, \Omega) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \frac{\Delta \hat{X}_+^*}{\Delta \hat{X}_-} \\
 G_d(|\hat{X}_0|, \Omega) &= G_p(|\hat{X}_0|, \Omega) + G_c(|\hat{X}_0|, -\Omega) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \frac{\Delta \hat{X}_-^*}{\Delta \hat{X}_+}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Il est important cependant de noter que, pour un couple donné $(\Delta \hat{X}_+, \Delta \hat{X}_-)$ des amplitudes complexes de la modulation, le système d'équations 3.11 est un système de 2 équations à 4 inconnues : $G_p(|\hat{X}_0|, -\Omega)$, $G_p(|\hat{X}_0|, \Omega)$, $G_c(|\hat{X}_0|, -\Omega)$, $G_c(|\hat{X}_0|, \Omega)$. Afin d'obtenir un système résoluble de 4 équations à 4 inconnues, il est nécessaire de faire deux acquisitions du couple (amplitude de pompe $|\hat{X}_0|$, pulsation de modulation Ω) mais pour deux couples différents d'amplitudes complexes de modulation $(\Delta \hat{X}_+, \Delta \hat{X}_-)$.

On aboutit alors au principe dit de double acquisition illustré sur la figure 3.4.

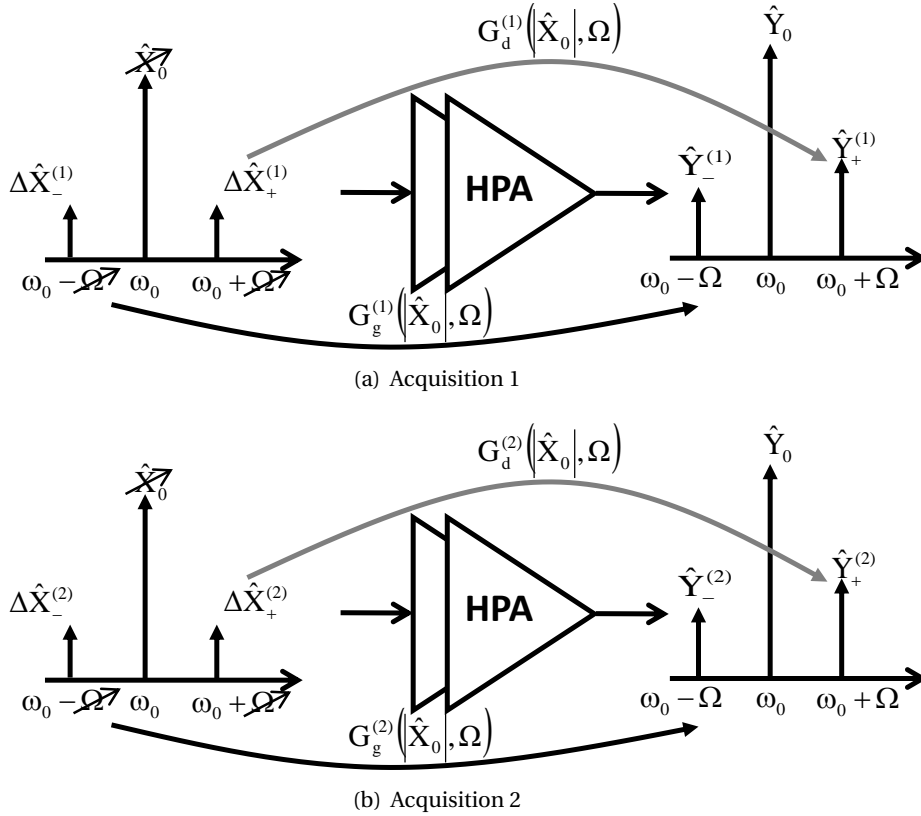


Figure 3.4 – Le principe de double acquisition

En l'appliquant le principe de double acquisition, un système de 4 équations à 4 inconnues est obtenu en rassemblant 2 fois le système 3.11, comme résumé ci-après.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} 1 & a_1 \\ 1 & a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_p(|\hat{X}_0|, \Omega) \\ G_c(|\hat{X}_0|, -\Omega) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_d^{(1)}(|\hat{X}_0|, \Omega) \\ G_d^{(2)}(|\hat{X}_0|, \Omega) \end{bmatrix} \quad \text{(a)} \\
 \begin{bmatrix} 1 & 1/a_1^* \\ 1 & 1/a_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_p(|\hat{X}_0|, -\Omega) \\ G_c(|\hat{X}_0|, \Omega) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_g^{(1)}(|\hat{X}_0|, \Omega) \\ G_g^{(2)}(|\hat{X}_0|, \Omega) \end{bmatrix} \quad \text{(b)}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

avec $a_1 = e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \frac{\Delta \hat{X}_-^{(1)*}}{\Delta \hat{X}_+^{(1)}}$ et $a_2 = e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_0} \frac{\Delta \hat{X}_-^{(2)*}}{\Delta \hat{X}_+^{(2)}}$

où $G_g^{(1)}(|\hat{X}_0|, \Omega)$, $G_d^{(1)}(|\hat{X}_0|, \Omega)$, $G_g^{(2)}(|\hat{X}_0|, \Omega)$, $G_d^{(2)}(|\hat{X}_0|, \Omega)$ sont les gains gauche et droit obtenus dans les acquisitions (1) et (2) respectivement.

A ce stade, on peut noter que pour que le système d'équations 3.12 possède une solution, il faut que son déterminant soit non-nul. Par ailleurs, les données de ce système sont issues de la mesure physique, et donc par conséquent entachées de bruits et erreurs de mesure. Pour réduire l'impact des bruits et erreurs de mesure dans la résolution du système d'équations, il est indispensable que le déterminant du système soit le plus grand possible. Fort heureusement, comme on peut le voir, le déterminant de ce système dépend uniquement des conditions d'excitation. En effet les déterminants

des deux sous-systèmes s'écrivent :

$$\begin{aligned} D^{(1)} &= \left(\frac{\Delta \hat{X}_-^{(2)*}}{\Delta \hat{X}_+^{(2)}} - \frac{\Delta \hat{X}_-^{(1)*}}{\Delta \hat{X}_+^{(1)}} \right) \cdot e^{j.2.\Phi_0} \\ D^{(2)} &= \left(\frac{\Delta \hat{X}_+^{(2)*}}{\Delta \hat{X}_-^{(2)}} - \frac{\Delta \hat{X}_+^{(1)*}}{\Delta \hat{X}_-^{(1)}} \right) \cdot e^{-j.2.\Phi_0} \end{aligned} \quad (3.13)$$

On peut voir que le maximum simultané des deux déterminants est obtenu dans les conditions d'équi-amplitude des raies de modulation, c'est à dire, lorsque $|\Delta \hat{X}_-^{(1)}| = |\Delta \hat{X}_+^{(1)}| = |\Delta \hat{X}_-^{(2)}| = |\Delta \hat{X}_+^{(2)}| = |\Delta \hat{X}|$.

Ainsi, en posant les amplitudes complexes des raies de modulation des deux acquisitions ci-dessous comme,

$$\begin{aligned} \Delta \hat{X}_-^{(1)} &= |\Delta \hat{X}| e^{j\Phi_-^{(1)}} \\ \Delta \hat{X}_+^{(1)} &= |\Delta \hat{X}| e^{j\Phi_+^{(1)}} \\ \Delta \hat{X}_-^{(2)} &= |\Delta \hat{X}| e^{j\Phi_-^{(2)}} \\ \Delta \hat{X}_+^{(2)} &= |\Delta \hat{X}| e^{j\Phi_+^{(2)}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

on obtient que le module du déterminant est :

$$|D| = |D^{(1)}| = |D^{(2)}| = \left| 1 - e^{-j.(\Phi_-^{(1)} - \Phi_+^{(1)} - \Phi_-^{(2)} - \Phi_+^{(2)})} \right| \quad (3.15)$$

Il apparait ainsi que le module du déterminant est maximum pour la condition de phase suivante,

$$\Phi_-^{(1)} - \Phi_+^{(1)} - \Phi_-^{(2)} - \Phi_+^{(2)} = \pi \quad (3.16)$$

de laquelle on peut tirer le cas particulier :

$$\begin{aligned} \Phi_+^{(1)} &= \Phi_+^{(2)} = 0 \\ \Phi_-^{(1)} &= -\Phi_-^{(2)} = \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

L'équation 3.17 définit les conditions d'excitation permettant d'obtenir une double acquisition orthogonale, et ainsi de embedder le gain paramétrique et le gain de conversion de l'amplificateur avec le minimum d'erreurs. La figure 3.5 récapitule la procédure de double acquisition avec des excitations orthogonales, dites acquisitions en quadrature et en anti-quadrature.

3.3 Le banc de caractérisation indirecte

3.3.1 Choix du générateur de signaux

Le principe de caractérisation indirecte consiste en des mesures de courbes AM/AM, AM/PM associées à des mesures en mode mélangeur petit-signal à 3 porteuses. Tout comme précédemment, les courbes AM/AM, AM/PM sont mesurées au VNA. La solution la plus adéquate pour la génération

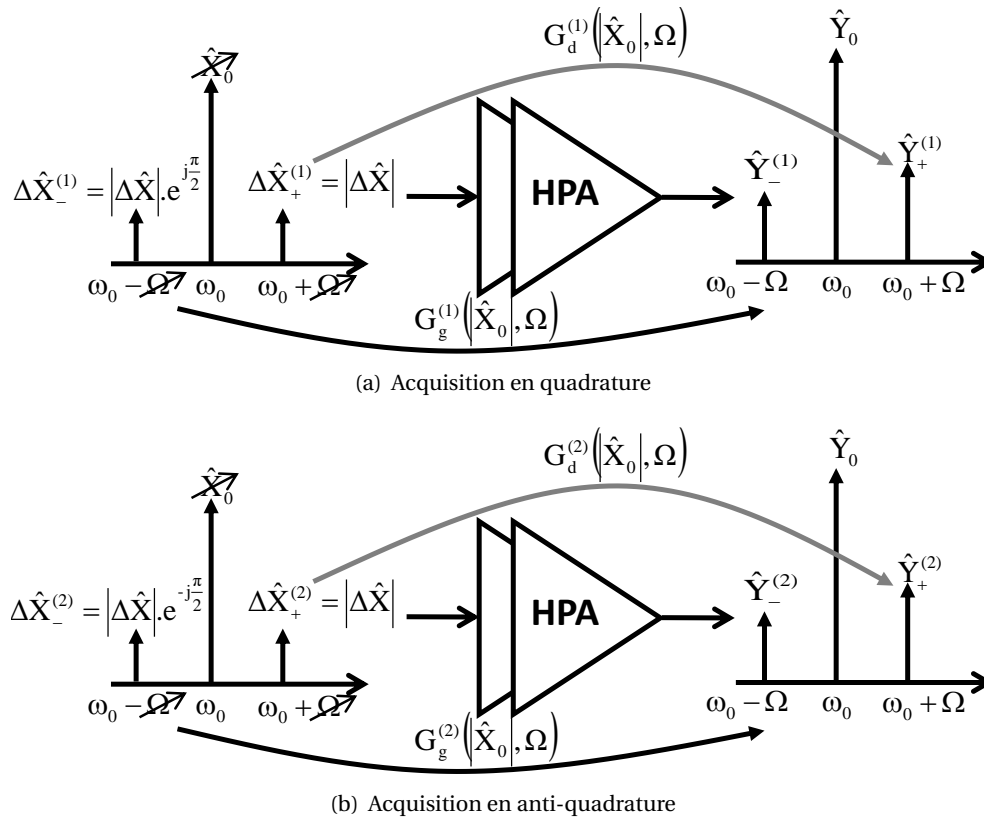


Figure 3.5 – Le principe de double acquisition : quadrature et anti-quadrature

de signal consiste en l'utilisation de la source CW interne de l'instrument de mesure. Pour ce qui concerne la mesure en mode mélangeur petit-signal à 3 porteuses, nous avons indiqué précédemment qu'elle nécessite une génération de signal avec une bonne maîtrise des phases relatives entre les 3 porteuses. Comme les porteuses sont contraintes dans la bande utile de l'amplificateur, la source de type générateur de signaux vectoriel (VSG) paraît être le choix optimal.

Le VSG est une source permettant de générer une onde CW ou des formes d'ondes arbitraires aux fréquences RF à partir de signaux numériques IQ en bande de base. Ce qui en fait un instrument d'une grande flexibilité car il peut générer aussi bien tous les standards de télécommunications (GPS, GSM/EDGE/WCDMA, WLAN, WiMAX, ...) que toutes les formes d'ondes temporelles à bande limitée. La structure interne simplifiée de cet appareil est présentée figure 3.6.

Le VSG est composé de deux parties essentielles [61, 62, 63] :

- *Le générateur d'onde arbitraire* : Il permet de générer différents formats de modulation en bande de base IQ qui peuvent être créés en interne dans le VSG ou par des applications externes, telles que Matlab ou ADS, puis chargés dans l'instrument par l'intermédiaire d'une interface GPIB/LAN/PCI. Les trames IQ numériques stockées dans la mémoire sont converties dans le domaine analogique par l'intermédiaire de convertisseurs DAC, suivis de filtres de reconstruction permettant l'élimination des signaux images produits par les DAC. Finalement les données analogiques sont transmises à un modulateur IQ.

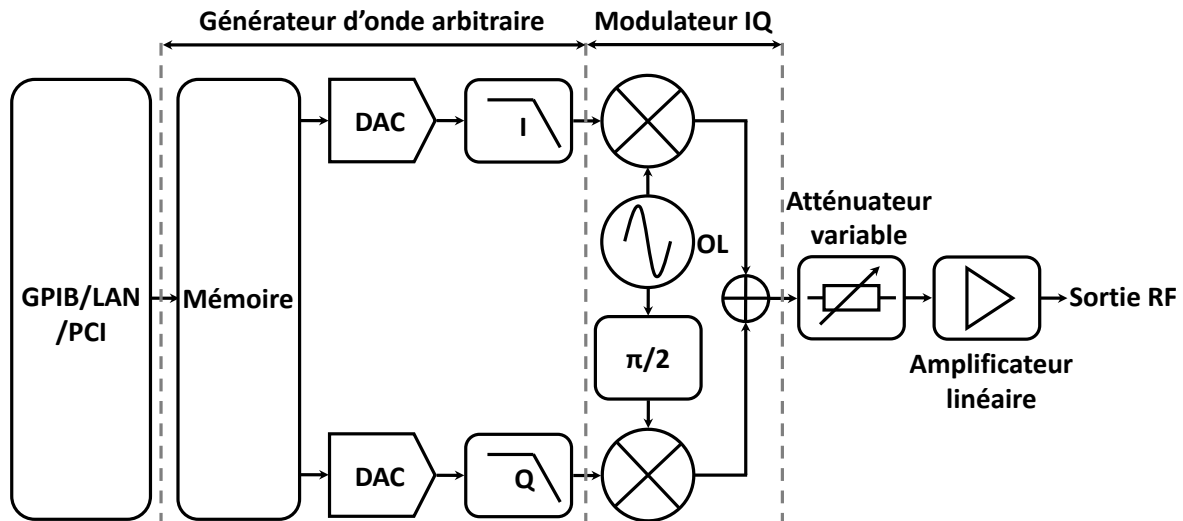


Figure 3.6 – Synoptique simplifié d'un générateur de signaux vectoriel

- *Le modulateur IQ* : Dans le modulateur IQ, les signaux I et Q provenant du générateur d'onde arbitraire sont mélangés à un oscillateur local (OL) pour être transposés dans la bande RF. Le signal résultant est ajusté en niveau par l'utilisateur pour atteindre la puissance souhaitée par l'intermédiaire d'un amplificateur linéaire et d'un atténuateur programmable.

De par sa flexibilité, le VSG permet de générer les signaux 3-tons à phases contrôlées nécessaires à la caractérisation, mais également les signaux plus complexes nécessaires à la vérification du modèle extrait, comme nous le verrons par la suite. Il reste cependant à s'assurer de la dynamique du niveau des raies et de la précision de génération des phases relatives.

3.3.2 Description du banc et des équipements choisis

Le banc est développé autour d'un récepteur VNA et d'une source VSG. Pour des raisons déjà évoquées de minimisation des coûts du banc de caractérisation, nous avons opté pour un VNA standard sans options logiciels, à coût modéré : le modèle Planar 814/1 de Copper Mountain [64].

Pour le VSG nous avons opté pour le VST (Vector Signal Transceiver) NI PXIe-5646R de National Instruments [65, 66]. C'est une instrumentation, en un seul châssis, qui combine un VSG et un VSA (analyseur de signaux vectoriels) avec des fonctions de contrôle et de traitement du signal temps réel basées sur un FPGA (Field-Programmable Gate Array).

Les principales caractéristiques du VNA et du VSG sont données dans le tableau 3.1. On peut noter pour le VSG, une dynamique d'amplitude des raies générées de 96dBc et une bande maximale de signal généré de 200MHz. La dynamique de 96dBc sur le signal d'entrée est plus que suffisante pour les besoins de caractérisation mélangeur petit-signal, car comme indiqué au chapitre précédent, l'écart optimal entre la raie de pompe et la modulation est d'environ 30dBc. La bande passante de 200MHz est aussi suffisante pour la majeure partie des applications RF. Par ailleurs, on peut noter qu'il n'est pas forcément nécessaire de réaliser la caractérisation en mode mélangeur sur toute la bande utile de l'amplificateur, car son objectif est la détection des effets de mémoire à long-terme dont

l'expression se situe principalement dans les écarts de fréquence basse (<100MHz). Pour ce qui est du VNA sa dynamique est très importante : 140dBc. Le banc de caractérisation pour l'identification indirecte est illustré figure 3.7.

Caractéristiques	VSG
Fréquence d'échantillonnage max [Mb/s]	250
Bande de modulation [MHz]	200
Dynamique [dBc]	96
Gamme de fréquences [GHz]	0.065-6
Caractéristiques @ Filtre FI = 10Hz	VNA
Dynamique [dBc]	140
Plancher de bruit [dBm]	-125
Gamme de fréquences [GHz]	0.0001-8

Tableau 3.1 – Principales spécifications des instruments

Le banc complet est connecté au réseau local (LAN) permettant un pilotage à distance. Le logiciel de pilotage a été réalisé sous l'environnement Matlab [67], qui nous offre la possibilité de contrôler les instruments, de faire l'acquisition de données expérimentales puis d'effectuer les calculs et traitements avec une grande souplesse de programmation et de débogage, et une grande richesse de bibliothèques mathématiques.

Ainsi, les signaux IQ en bande de base servant à la caractérisation du PA sont générés avec Matlab puis stockés dans le VSG. Les appareils sont synchronisés avec l'horloge de référence de 10MHz du VNA.

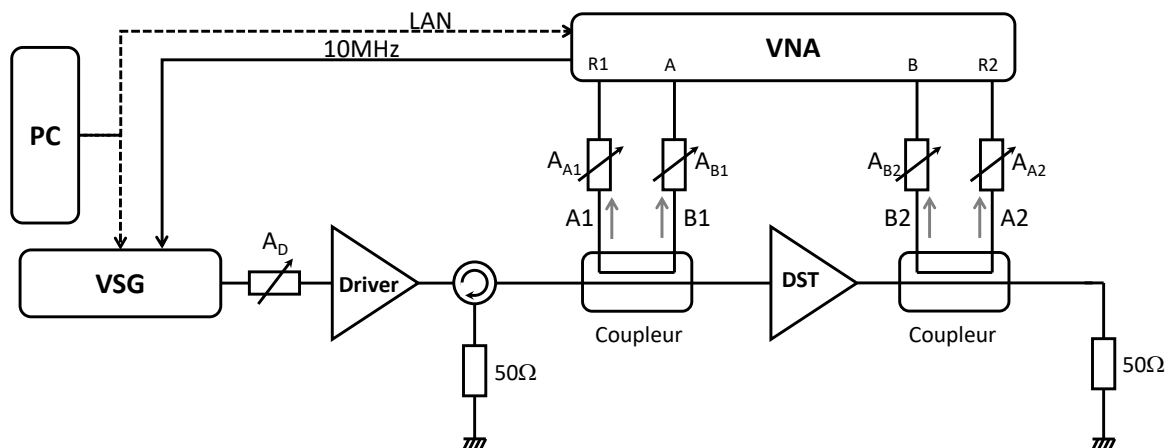


Figure 3.7 – Synoptique du banc caractérisation pour l'identification indirecte

Lors d'une caractérisation, les ondes sont prélevées au moyen de coupleurs directionnels 20dB, Marki C20-0R612 fonctionnant sur la plage de fréquences 0.6-12GHz identiques à ceux utilisés dans le chapitre précédent. Leur intérêt réside dans la valeur de couplage qui permet de caractériser aussi bien des amplificateurs de faibles que de fortes puissances par l'ajout d'atténuateurs. Ces

derniers (A_{A1} , A_{B1} , A_{B2} , A_{A2}) sont choisis de telle sorte que les puissances crêtes des ondes attaquent toujours les récepteurs du VNA dans leur zone linéaire. Dans le cas de l'analyseur de réseau vectoriel Copper Mountain 814/1, il est recommandé de ne pas dépasser -10dBm. Le filtre FI du VNA employé pour toutes les caractérisations (CW et 3-tons) est de 10Hz assurant un bon compromis entre la précision et le temps de mesure. Un atténuateur A_D et un amplificateur driver Microcircuits ZHL 4240 sont placés après le VSG dans le but de pouvoir caractériser les amplificateurs qui requièrent une puissance injectée supérieure à celle que peut fournir la source. Un circulateur DITOM D3C2060 est placé pour protéger l'amplificateur driver des ondes réfléchies.

Finalement, les ondes mesurées avec le VNA sont exportées vers Matlab. Comme elles sont mesurées dans le plan des récepteurs, elles doivent ensuite subir une correction afin d'être ramenées dans le plan des accès du DST. Pour réaliser cette opération, un étalonnage vectoriel SOLT [37, 68, 69, 70, 71] et un étalonnage en amplitude [72] sont mis en œuvre.

3.3.3 Organigramme du banc de caractérisation

L'organigramme du banc mesure est indiqué figure 3.8. En premier lieu, le banc est initialisé. Cette étape consiste à :

- initialiser la communication avec les instruments,
- à charger les bibliothèques de fonction nécessaires au pilotage du VNA et du VSG,
- mais également à placer les instruments dans la bonne configuration de mesure. C'est-à-dire charger le bon fichier IQ dans le VSG (CW ou 3tons), appliquer le bon filtre FI pour le VNA, ...etc.

Ensuite, plusieurs actions sont réalisées en balayant toute la plage de fréquences pour chacune des puissances d'entrée. Cet ordre des boucles est important car la variation de fréquence à puissance fixe permet de réaliser les conditions de régime permanent pour chaque point de fréquence plus rapidement que si l'on faisait varier la puissance pour chaque point de fréquence. Le temps de mesure peut être ainsi minimisé tout en respectant dans la mesure du possible la théorie du modèle.

Dans ces boucles, la première action après avoir appliqué la puissance puis la fréquence consiste à faire l'acquisition des 4 ondes. Puis, les ondes sont corrigées afin d'être ramenées dans les plans d'accès de l'amplificateur de puissance. Cette étape consiste à lire des termes d'erreurs dans un fichier d'étalonnage établi avant la mesure et à les appliquer aux ondes brutes. Finalement, les ondes corrigées sont stockées dans une variable.

Une fois toutes les puissances et toutes les fréquences parcourues le signal RF est éteint et les données sont enregistrées dans un fichier.dat lisible par l'extracteur de modèle SCERNE (Simulation de Chaînes d'Émission - Réception de Nouvelle gÉnÉration), qui va permettre l'extraction des noyaux du modèle TPM-NIM.

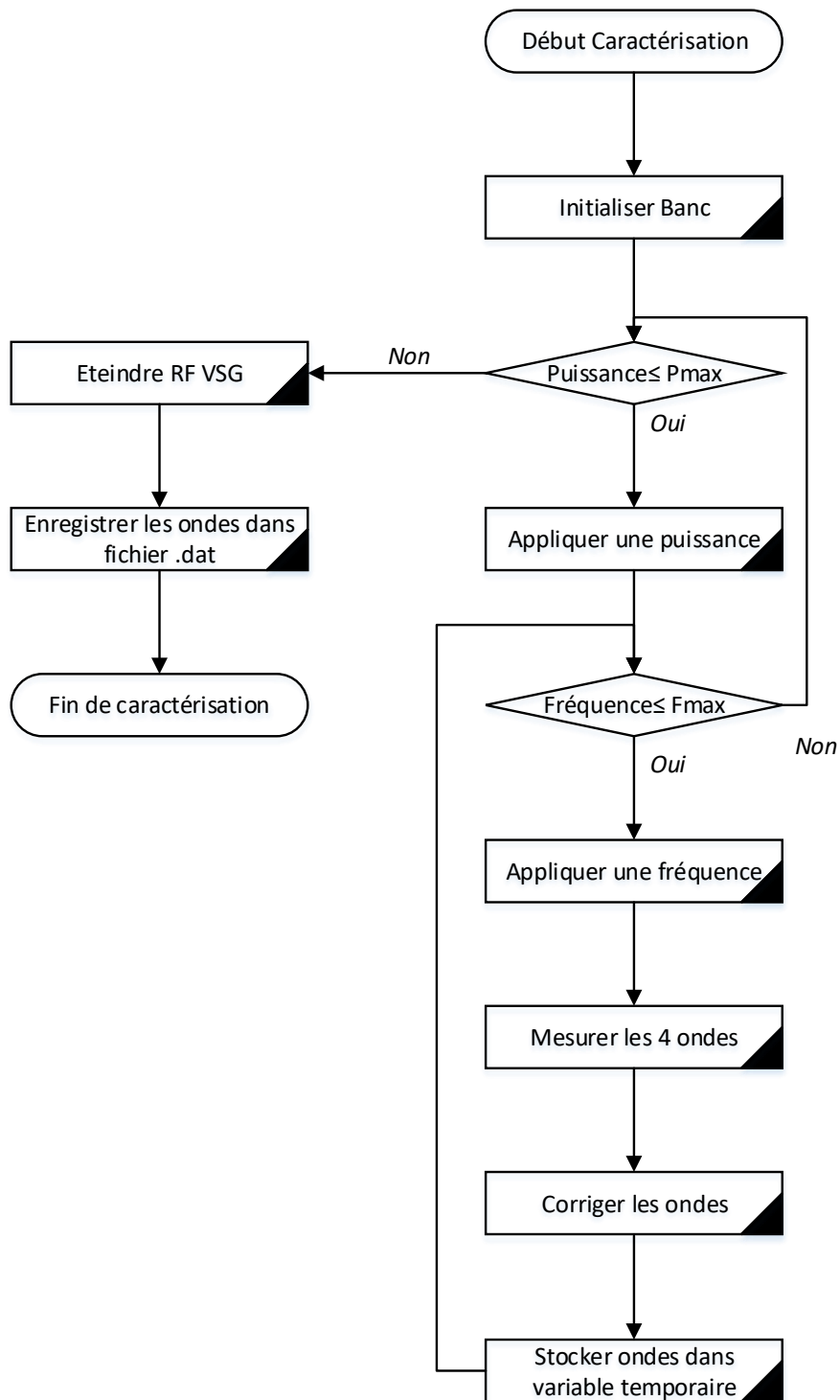


Figure 3.8 – Organigramme simplifié de la caractérisation

Cet outil comporte une librairie des modèles comportementaux de modules RF, analogiques et numériques de têtes d'émission-réception de radar et de télécommunication. Il permet, à partir de caractéristiques de base des modules (simulés ou mesurés), de faire un choix parmi les modèles proposés, d'extraire les paramètres caractéristiques du modèle, d'archiver le modèle dans un environnement de simulation système (actuellement Matlab Simulink), de réaliser des simulations de validation du modèle, puis d'exporter le modèle vers d'autres simulateurs systèmes. Une version industrielle de ce logiciel est actuellement en cours de mise en œuvre.

3.4 Le banc de vérification

Pour évaluer la précision d'un modèle extrait, une étape de vérification est requise. Elle consiste à évaluer la qualité de prédiction du modèle lorsque ce dernier est soumis à des signaux de classes différentes de celles ayant servies à l'identification. Généralement, des signaux applicatifs (M-QAM, OFDM, LTE, pulse RF, ... etc.) sont employés pour comparer la réponse du modèle à celle mesurée du PA sur des facteurs de mérite pour les systèmes RF. La mesure de ces signaux requièrent idéalement la mise en place d'un banc de mesure dans le domaine temporel, dit banc de vérification, qui va être étudié ci-après.

3.4.1 Choix du récepteur de mesure

Dans l'étude bibliographique des récepteurs RF menée au cours du second chapitre, les instruments ont été comparés suivant plusieurs critères. Notamment, par rapport à leur aptitude à mesurer des signaux modulés. Les appareils présentant les meilleures propriétés concernant ce critère sont : soit les oscilloscopes (oscilloscope numérique à échantillonnage direct (DSO) ou oscilloscope à temps équivalent cohérent), soit l'analyseur de signal vectoriel (VSA) qui peut être à 1, 2 ou encore 4 ports.

L'une des différences majeure entre les oscilloscopes et les VSA réside dans l'accès aux données; les oscilloscopes permettant l'acquisition du signal et le VSA donnant accès aux enveloppes temporelles du signal. Les modèles comportementaux étant principalement conçus pour le traitement des systèmes en bande de base, le VSA est donc plus adapté pour notre besoin. Par ailleurs, comme la vérification consiste à comparer notamment les caractéristiques des signaux mesurés en sortie (spectres, C/I3, ACPR, temps de réponse, ...), un VSA à un seul port nous a paru suffisant, afin de minimiser les coûts du banc de mesure.

3.4.2 Description du banc

La constitution du banc de vérification est similaire au banc de caractérisation décrit précédemment pour ce qui est de la source VSG, PXIe-5646R [65]. Par contre le récepteur VNA est ici remplacé par un VSA 1-port. Comme indiqué plus haut, le VSA et VSG de National Instruments sélectionnés sont intégrés dans un seul châssis, dit VST [65]. Les principales caractéristiques des deux équipements sont rappelées dans le tableau 3.2.

Le fonctionnement de l'ensemble peut être résumé comme il suit. Le signal modulé est généré avec Matlab puis chargé dans le VSG. Ce dernier génère le signal de manière ininterrompue

Caractéristiques	VSG
Fréquence d'échantillonnage max [Mb/s]	250
Bande de modulation [MHz]	200
Dynamique [dBc]	96
Gamme de fréquences [GHz]	0.065-6
Caractéristiques	VSA
Fréquence d'échantillonnage max [Mb/s]	250
Bande de modulation [MHz]	200
Dynamique [dBc]	94
Gamme de fréquences [GHz]	0.065-6

Tableau 3.2 – Principales spécifications du VST NI PXIe-5646R

en répétant la séquence transmise de Matlab. Un commutateur RF (Switch) programmable est placé à l'entrée VSA pour acquérir alternativement les enveloppes d'entrée (A1) et de sortie (B2). L'amplificateur driver, les coupleurs et les atténuateurs sont les mêmes que ceux utilisés lors de la phase de caractérisation. En effet, l'objectif est toujours d'assurer la linéarité du récepteur, de la source et de l'amplificateur driver pour garantir des mesures de qualités. Les appareils sont synchronisés avec l'horloge de référence de 10MHz du VSA. Le banc de vérification est également connecté au réseau local (LAN), permettant un pilotage à distance avec Matlab. Le schéma du banc de mesures est illustré figure 3.9.

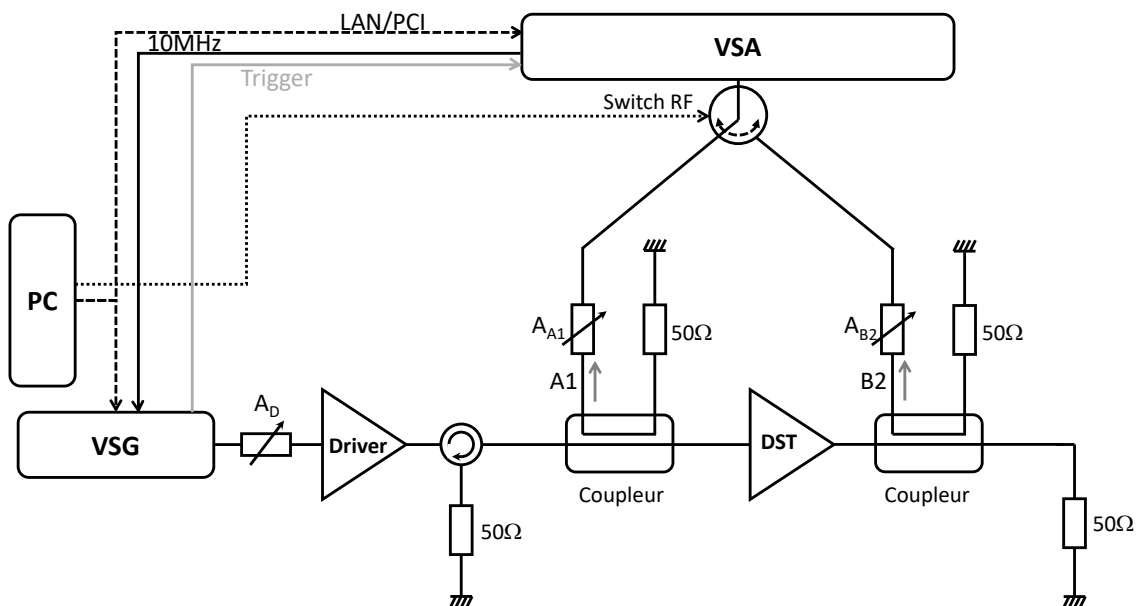


Figure 3.9 – Synoptique du banc de vérification

Le VSA choisi ne possédant qu'un seul port de mesure il n'est pas possible de faire une acquisition simultanée des signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Pour pallier tout de même à ce

problème, il dispose d'une entrée trigger permettant d'effectuer les mesures séquentielles sur une base de temps calibrée. Le principe est décrit figure 3.10.

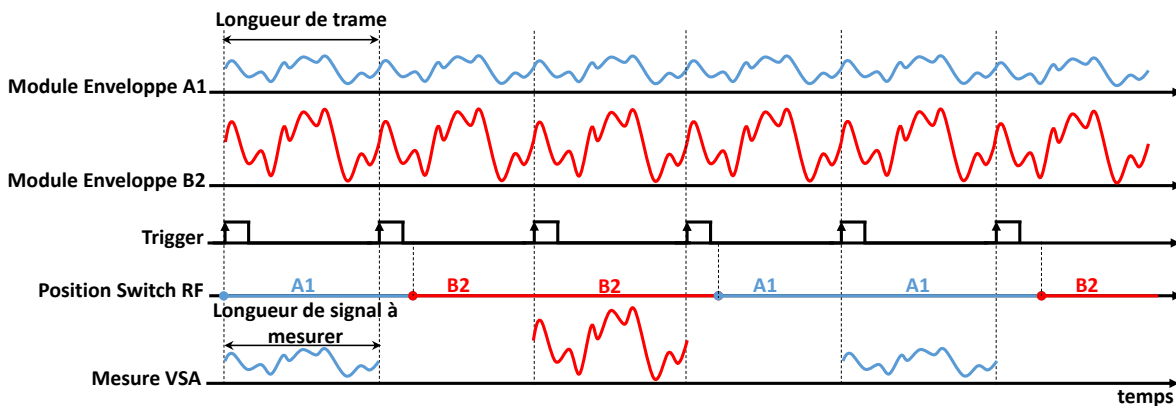


Figure 3.10 – Mesure au VSA synchronisée avec un signal trigger

Une fois la trame chargée dans le VSG, elle est répétée sans discontinuer. A chaque début de trame, une impulsion est générée par le VSG sur la voie trigger. Cette dernière indique au VSA l'instant à partir duquel la mesure peut commencer. Ainsi, les mesures ne peuvent débuter que lorsqu'un front montant du signal de trigger est détecté par le VSA.

La figure 3.10 présente un exemple où l'utilisateur souhaite faire l'acquisition d'une seule longueur de trame pour l'onde A1 et l'onde B2. En d'autres termes, la longueur d'une trame est égale à la longueur du signal à mesurer. Lors d'une acquisition, la première étape consiste à positionner le switch puis à faire la mesure. Cette dernière ne peut débuter qu'au prochain front montant de trigger suivant la commutation du switch. Un tel principe permet de contrôler le temps de début de mesure et d'assurer la reproductibilité de l'acquisition au jitter de mesure près.

3.4.3 Étalonnage du banc

Le banc présenté au paragraphe 3.4.2 mesure les enveloppes temporelles dans le plan d'entrée du VSA. Un étalonnage est donc nécessaire pour déterminer les enveloppes des ondes aux bornes du DST. Le banc construit de la sorte ne permet pas la mesure des ondes réfléchies. De plus, même si les ondes réfléchies étaient connectées au switch, l'acquisition des ondes incidentes et réfléchies ne pourrait se faire simultanément. Par conséquent, un étalonnage vectoriel de type SOLT est difficile à mettre en place. Il convient mieux de caractériser les éléments passifs de la chaîne d'acquisition en paramètres S. Pour réaliser la procédure d'étalonnage, trois mesures de paramètres S (réalisées avec un VNA 2 ports annexe) sont nécessaires comme le représente la figure 3.11. Elles sont représentées par des matrices :

- $[S_{1_Directe}]$ caractérise la voie directe du coupleur d'entrée.
- $[S_{1_Couplée}]$ caractérise la voie couplée d'entrée qui inclue le switch, le câblage, les atténuateurs et le coupleur d'entrée.

- $[S_{2_Couplée}]$ caractérise la voie couplée de sortie qui inclue le switch, le câblage, les atténuateurs et le coupleur de sortie.

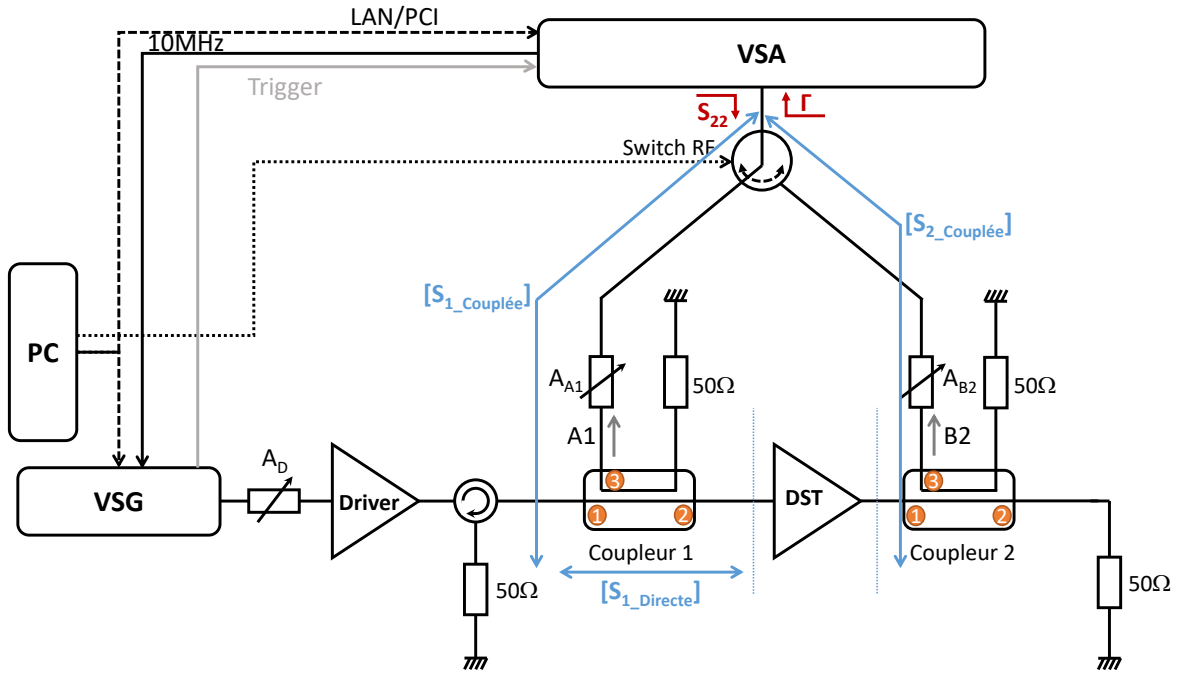


Figure 3.11 – Correction de la chaîne d'acquisition par paramètres S

Les mesures des paramètres S sont effectuées dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, pour ramener dans le plan du DST les enveloppes temporelles des ondes A1 et B2 mesurées au VSA (figure 3.11), il convient d'en prendre une transformée de Fourier, puis de leur appliquer 3.18, qui s'inspire de [73].

$$\hat{W}_{DST}(\omega) = \hat{W}_{VSA}(\omega) \cdot \frac{1 - \Gamma \cdot S_{22}}{S_{21}} \quad (3.18)$$

Où $\hat{W}_{VSA}(\omega)$ est le spectre de l'enveloppe de l'onde A1 ou B2 mesurée au VSA. $\hat{W}_{DST}(\omega)$ est le spectre de l'enveloppe de l'onde A1 ou B2 ramenée dans le plan du DST. S_{22} et Γ sont respectivement les coefficients de réflexion dans le plan du switch RF et du VSA. S_{21} est le coefficient de transmission de la matrice S côté onde A1 ou B2 suivant la mesure effectuée.

Si les modules linéaires sont parfaitement adaptés, l'expression se simplifie comme il suit.

$$\hat{W}_{DST}(\omega) = \frac{\hat{W}_{VSA}(\omega)}{S_{21}} \quad (3.19)$$

Pour corriger l'enveloppe de l'onde A1 et la ramener dans le plan d'entrée du DST, les matrices $[S_{1_Directe}]$ et $[S_{1_Couplée}]$ doivent être chaînées [74] avant d'appliquer 3.18 ou 3.19 afin d'avoir une seule matrice S résultante. Ce chaînage n'est pas nécessaire si la caractérisation du bloc d'entrée est caractérisé avec un VNA permettant des mesures de paramètres S avec 3 ports. En ce qui concerne l'enveloppe de l'onde B2, la matrice $[S_{2_Couplée}]$ suffit à la correction en appliquant 3.18 ou 3.19.

3.4.4 Organigramme du banc

Le banc de vérification décrit au paragraphe 3.4.2 a été automatisé avec Matlab. Le pilotage du banc est schématisé par un organigramme figure 3.12. Cette organigramme est le même quelque soit le critère système (C/I3, ACPR, ...) considéré.

La première étape consiste à :

- initialiser la communication avec les instruments,
- à charger les bibliothèques de fonction nécessaires au pilotage du VSA et du VSG,
- mais également à placer les instruments dans la bonne configuration de mesure. C'est-à-dire charger le bon fichier IQ dans le VSG, générer le signal de trigger, définir le nombre de points à mesurer, ...etc.

Dans un second temps, différentes actions sont effectuées en balayant toutes les fréquences (ou débit suivant si c'est un signal 2 tons ou un signal modulé) à puissance fixe. L'ordre des boucles a été choisi pour optimiser les temps de retour à l'équilibre entre les mesures successives.

Dans cette imbrication de boucles, la première action après avoir appliqué la puissance et le débit/ou l'écart fréquentiel consiste à mesurer les ondes A1 et B2. Puis, les ondes sont corrigées par des paramètres S comme au paragraphe 3.4.3 afin d'être ramenées dans les plans d'accès de l'amplificateur de puissance. Ensuite, elles sont enregistrées dans des fichiers. Enfin, le facteur de mérite système est affiché à l'écran.

Une fois toutes les puissances et toutes les fréquences parcourues, le signal RF est éteint. Par la suite, le modèle va être soumis aux enveloppes des ondes A1 mesurées et sa sortie comparée aux réponses des enveloppes B2 mesurées sur des critères de niveau système. Cette dernière opération est menée dans l'environnement de simulation système Simulink grâce à la tool-box SCERNE.

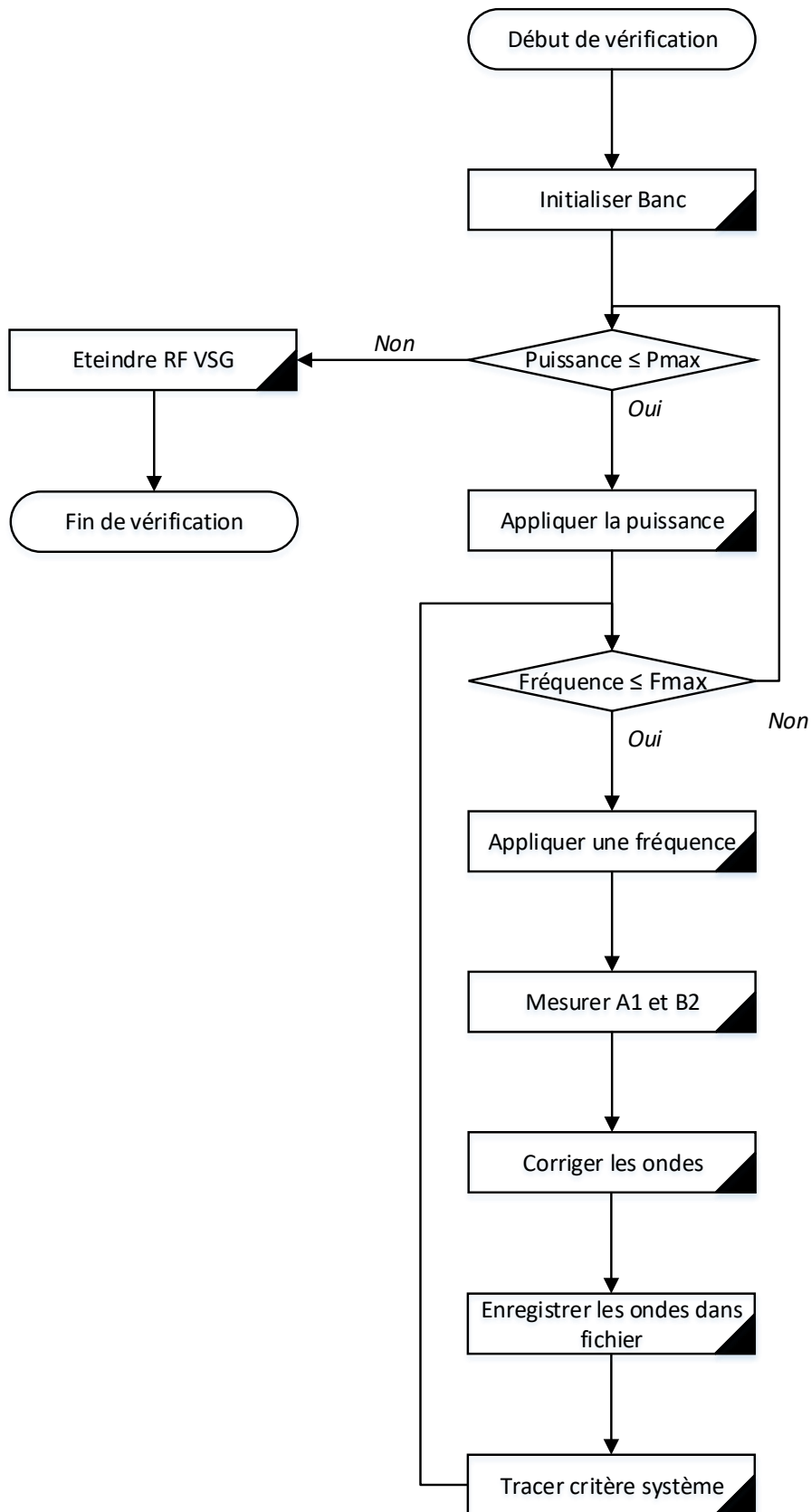


Figure 3.12 – Organigramme simplifié de vérification

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit et décrit en détail la méthode de caractérisation dite indirecte pour l'identification du modèle TPM-NIM. Cette méthode permet une caractérisation de l'amplificateur en mode mélangeur avec 3 porteuses à faible indice de modulation. Cette stratégie élimine le besoin d'un étalon de phase absolu dans le récepteur de mesure, en couplant une source VSG avec un VNA classique. Toutefois, cette mesure ne permet pas l'acquisition directe des caractéristiques fondamentales du modèle TPM-NIM. Nous avons pour cela établi un système d'équations permettant de remonter aux caractéristiques fondamentales du modèle, et nous avons déterminé les conditions d'excitation idéales pour que cette remontée soit robuste vis-à-vis des erreurs et des bruits de mesure.

Ensuite, à partir du principe développé, nous avons mis en place le banc de caractérisation dédié, après avoir passé en revue les avantages et les limitations des instruments de mesure disponibles dans le commerce. Nous avons opté pour des équipements standards pour tenter de trouver le bon compromis entre la qualité de la caractérisation et le coût du banc.

Enfin, pour juger de la qualité d'un modèle une étape de vérification est nécessaire. Cette étape demande de soumettre le modèle avec des excitations différentes de celles employées lors de l'identification. Puis, de comparer la réponse du modèle et celle du dispositif sous test. Ainsi, afin de réaliser la vérification du modèle, un banc de mesure permettant l'acquisition d'enveloppes temporelles a été également développé. Celui-ci permet la caractérisation de DST en présence de signaux modulés complexes. La source employée est un VSG qui par sa flexibilité permet de générer divers signaux à partir de données IQ en bande de base.

Les deux bancs ont été entièrement automatisés et pilotés par des procédures originales développées sur MATLAB. De même, un programme de pilotage de la tool-box Simulink/SCERNE a été réalisé pour effectuer la simulation des modèles extraits et comparer les prédictions avec les résultats issus de la mesure.

Dans le prochain chapitre, nous comparerons les caractéristiques fondamentales du modèle TPM-NIM, issues des principes de mesures directe et indirecte. Ainsi, nous pourrions mesurer leurs apports et limitations respectifs, notamment sur la dynamique de mesure des deux bancs. Puis, nous extrairons des modèles de différents PA à partir des données de mesure réalisées sur les deux bancs et nous évaluerons l'impact des erreurs de mesures respectives sur la qualité des modèles.

CHAPITRE 4

Évaluation du principe d'identification indirecte du modèle TPM-NIM

4.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, deux méthodes d'identification du modèle TPM-NIM ont été présentées. La première dite directe est effectuée avec un signal 2-tons à faible indice de modulation. Elle requiert une instrumentation RF pouvant mesurer précisément en amplitude et en phase les produits d'intermodulation d'ordre 3. Deux amplificateurs ont été caractérisés avec cette méthode. Nous avons observé qu'une des caractéristiques fondamentales du modèle, le gain de conversion, présentait une erreur systématique significative sur sa mesure de phase. Cette erreur malheureusement difficile à filtrer est ensuite transposée sur les noyaux BF du modèle. Pour tenter d'apporter une solution à ce problème, une autre méthode dite méthode indirecte a été développée.

Ce chapitre propose de mettre en application la méthode d'identification indirecte et de la comparer à la méthode directe sur plusieurs cas tests. L'objectif étant d'évaluer l'impact des deux méthodes sur la précision apportée aux caractéristiques fondamentales du modèle, et sur les prédictions finales du modèle extrait.

4.2 Modélisation d'un amplificateur Darlington SiGe

L'amplificateur présenté dans cette section est le PA de test Avago 4543 [75] déjà présenté et mesuré dans le chapitre 2, paragraphe 2.3.2.1. Pour rappel, les caractéristiques de cet amplificateur sont : une fréquence centrale de 3GHz pour une bande passante de 1GHz. Une puissance de sortie de 10mW et un courant de polarisation de 15mA pour une tension de polarisation de 5V. Les courbes de gain et de phase en mono-porteuse de l'amplificateur à la fréquence centrale sont rappelées également figure 4.1. Les caractéristiques mono-porteuse sur toute la bande utile sont tracées en 2.3.2.1.1.

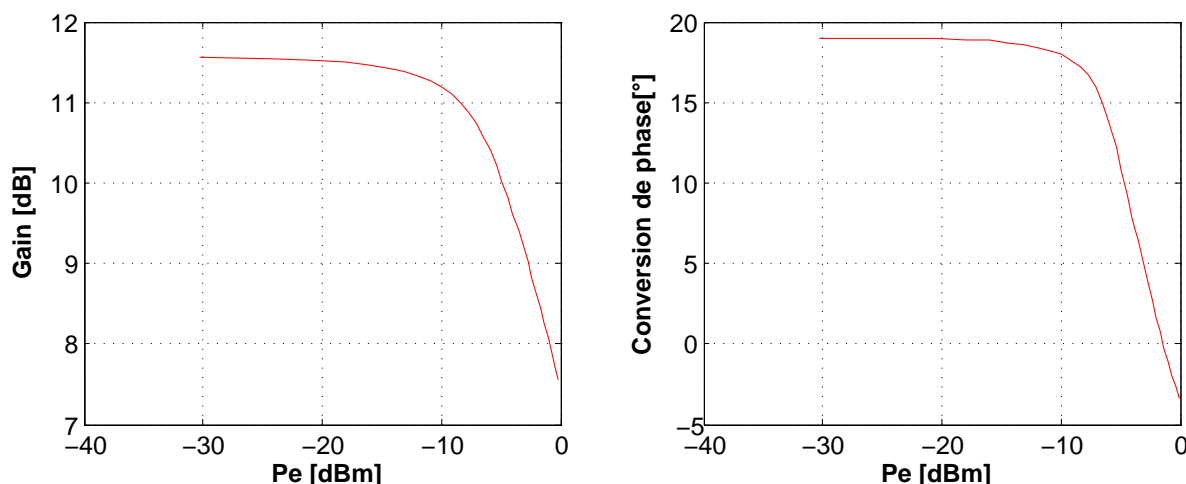


Figure 4.1 – Rappel de la caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Avago 4543 à 3GHz

4.2.1 Mesures d'identification indirecte du modèle

4.2.1.1 Caractéristiques 3 tons

La caractérisation 3 tons est menée en balayant tous les écarts de fréquence pour chaque point de puissance de pompe fixe. L'écart de fréquence, entre les deux porteuses petit signal et la pompe est balayé de 100kHz à 100MHz. La valeur maximale de l'écart de fréquence est imposée par le VSG utilisé. La valeur minimale de 100kHz a été trouvée comme la valeur au-dessous de laquelle les gains mesurés varient peu.

La puissance des deux porteuses de faibles amplitudes est fixée à -30dBm. Tout comme précédemment l'amplitude du signal de pompe est balayée de la zone linéaire jusqu'à 4dB de compression ($\sim P_e = 0\text{dBm}$). Cependant, contrairement au banc précédent basé sur le NVNA, la puissance minimale de la pompe a été fixée à -20dBm au lieu de -30dBm dans le but de minimiser l'impact du bruit de mesure dans la procédure de conversion des gains gauche et droit vers les gains paramétrique et de conversion.

Quelques échantillons représentatifs des gains gauche et droit, mesurés dans les deux phases d'acquisition (quadrature et anti-quadrature), sont tracés sur les figures 4.2 et 4.3. On peut observer de fortes oscillations de gain en fonction de l'écart de fréquence, avec une résonance située entre 10MHz et 20MHz. On observe également pour les puissances élevées, une forte dissymétrie entre les gains gauche et droit indicative d'effets de dispersion BF importants.

Les données de gains gauche et droit sont ensuite passées dans le système de conversion décrit au chapitre précédent pour déterminer les caractéristiques ultimes qui sont le gain paramétrique et le gain de conversion, tracés sur les figures 4.4 et 4.5. On peut observer visuellement, en comparant les figures 4.4 et 4.5 avec les figures 2.20 et 2.21 du chapitre 2, un très bon accord des résultats issus de la procédure caractérisation indirecte avec ceux issus de la procédure directe. La superposition des courbes est malheureusement difficile du fait des différences entre les points de fréquence et de puissance. On peut cependant noter que, le bruit de mesure observé précédemment sur la phase du gain de conversion a été éliminé avec la procédure indirecte, comme le montre les formes lisses des courbes de phase, figure 4.5. Pour montrer le surcroît de précision de mesure de phase apporté par

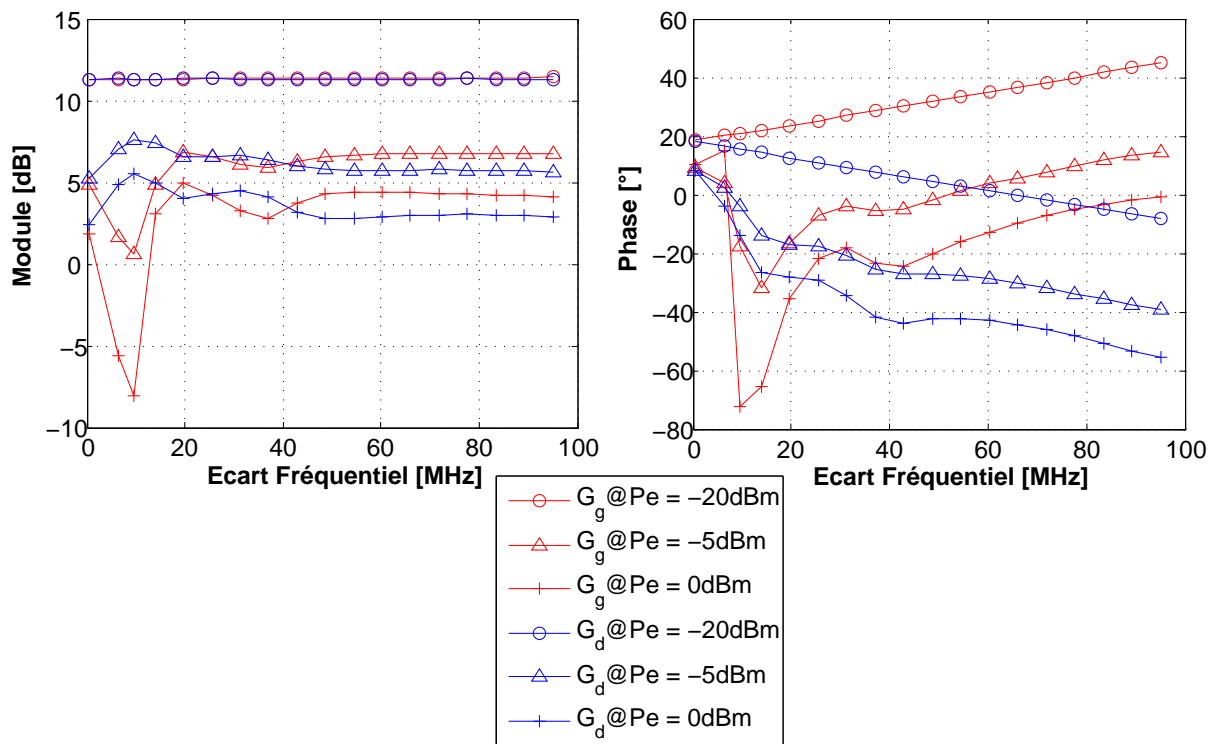


Figure 4.2 – Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543 : Mesures en quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit

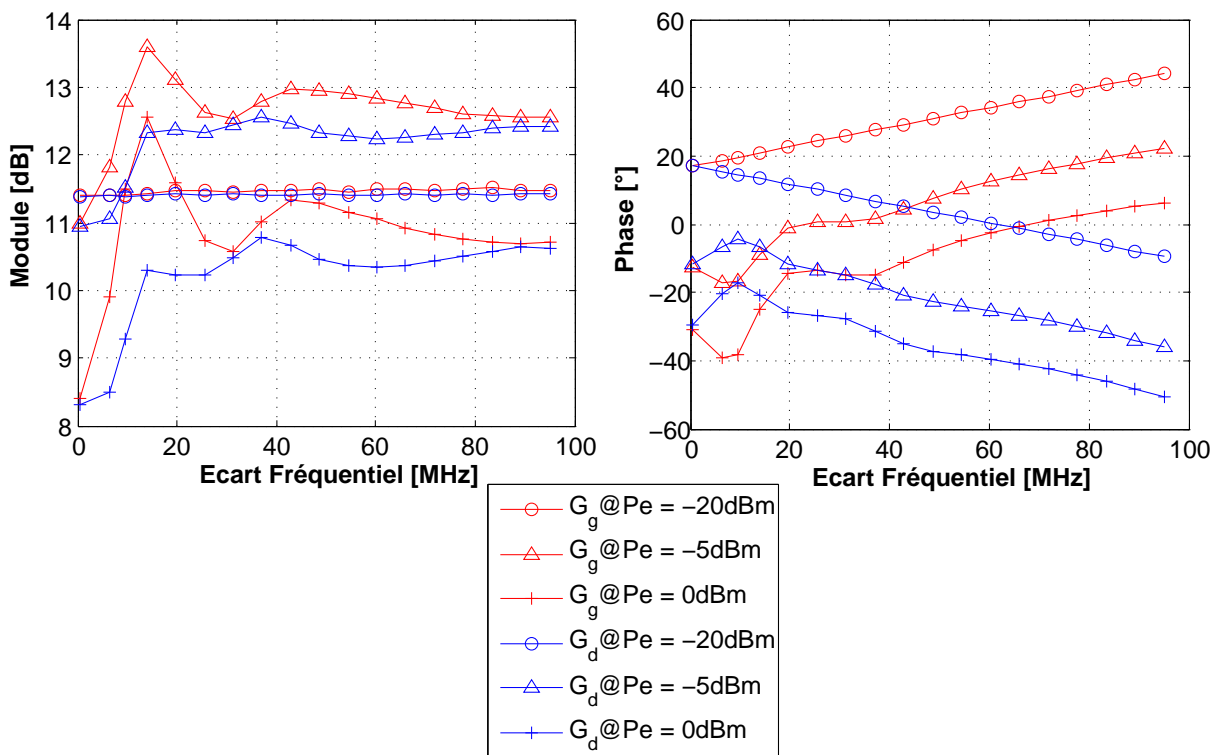


Figure 4.3 – Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543 : Mesures en anti-quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit

la nouvelle méthode, nous avons superposé quelques échantillons des mesures de phase de gain de conversion obtenus avec les deux méthodes sur la figure 4.6. Ces résultats permettent de conclure que le principe de caractérisation indirecte permet une bonne acquisition de la phase du gain de conversion. Par ailleurs, en recoupant les données issues de la caractérisation directe au NVNA haut de gamme, ces résultats confirment que la génération des phases relatives des porteuses par la source VSG est suffisamment précise.

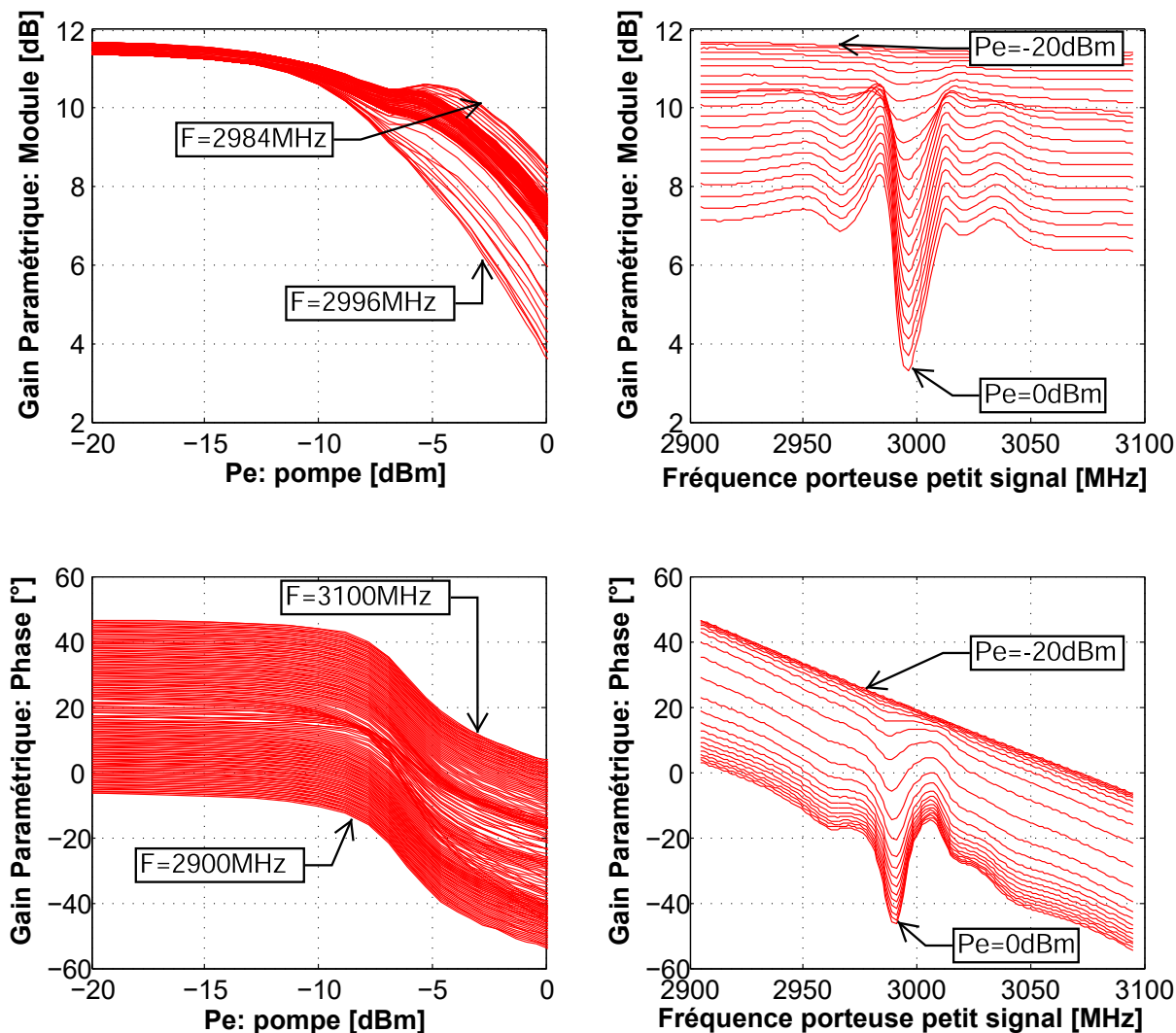


Figure 4.4 – Gain paramétrique avec caractérisation 3 tons de l’amplificateur Avago 4543

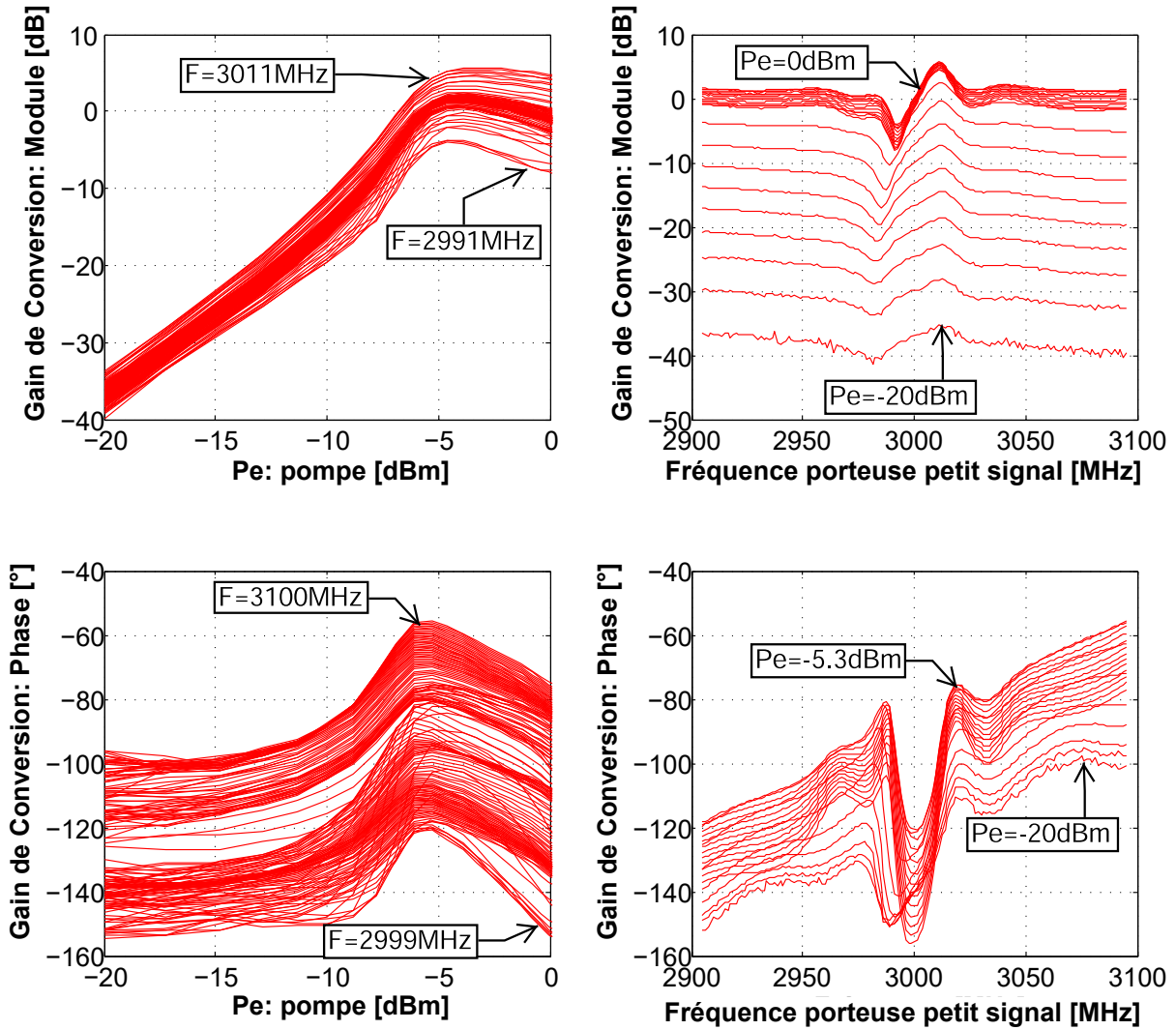


Figure 4.5 – Gain de conversion avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Avago 4543

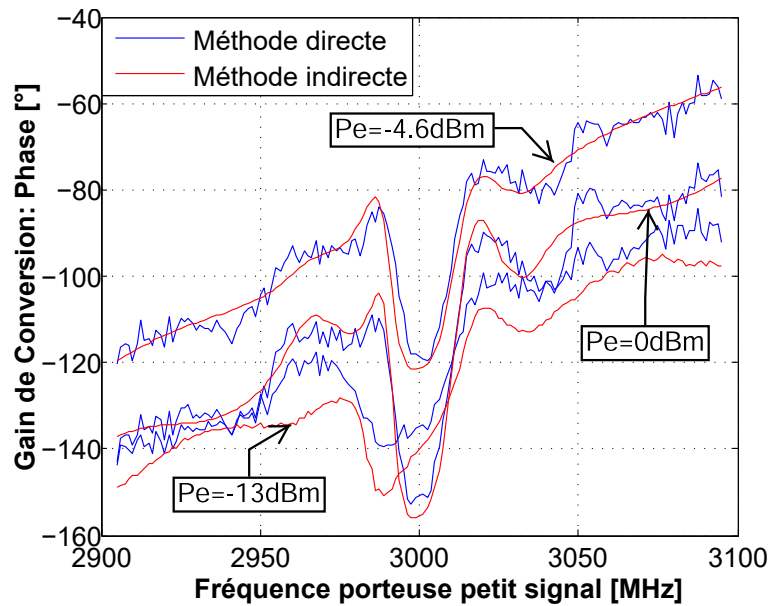


Figure 4.6 – Comparaison des gains de conversion avec la méthode directe et indirecte

4.2.1.2 Identification des noyaux du modèle

Les données des mesures de la voie HF sont identiques pour les deux méthodes de caractérisation. Par conséquent, seuls les noyaux BF sont présentés dans cette section. Une fois que les gains paramétrique et de conversion sont extraits, ceux-ci subissent alors le même traitement que dans la méthode directe au sein de l'outil d'extraction SCERNE, afin d'identifier les deux noyaux BF du modèle K_{BF1} et K_{BF2} . Ces derniers sont tracés sur les figures 4.7 et 4.8 respectivement. On peut voir que les courbes des noyaux sont plus lisses à la fois en module et phase, comparativement à ceux extraits à partir de la caractérisation au NVNA figures 2.24 et 2.25.

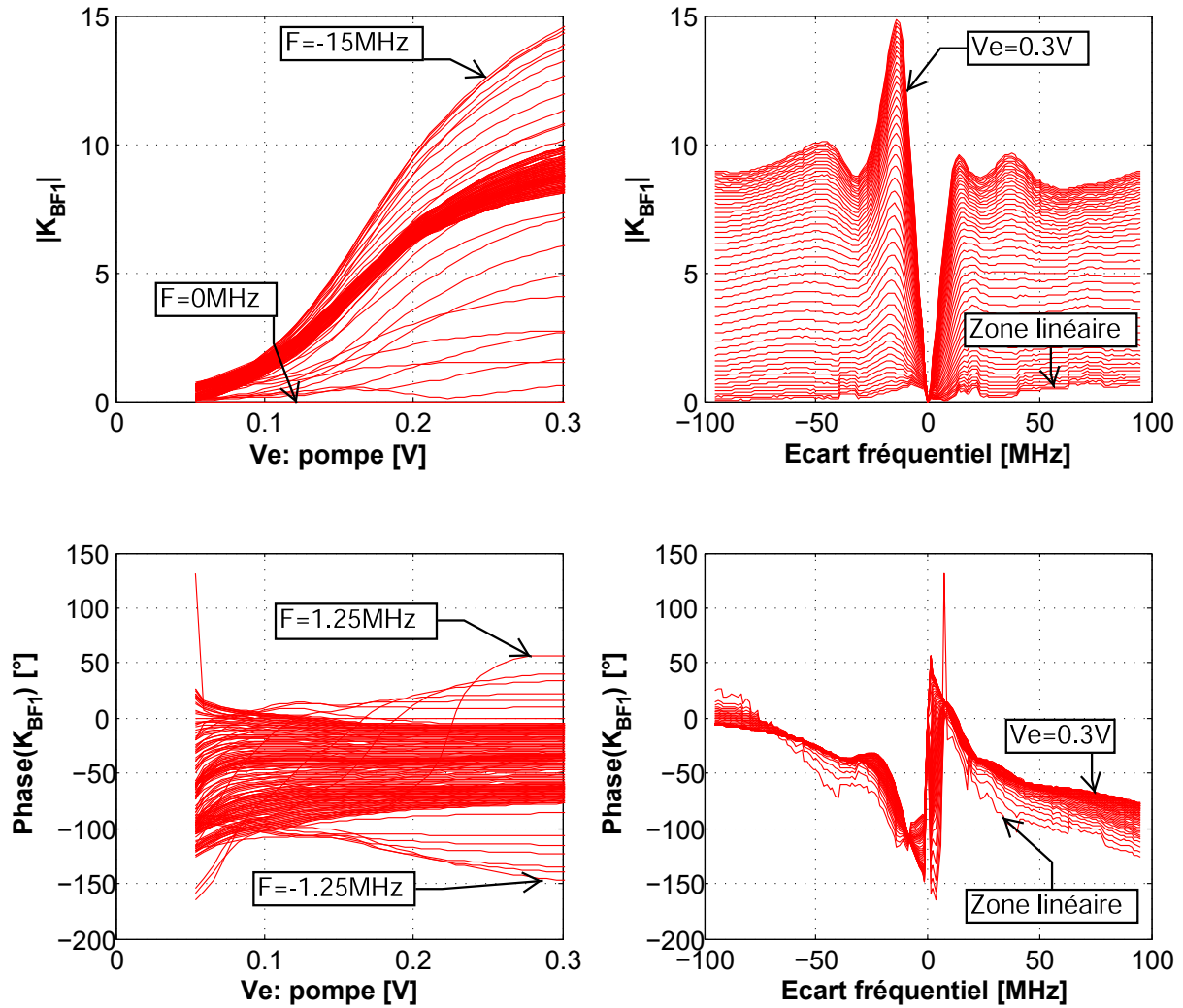


Figure 4.7 – Noyau BF1 avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

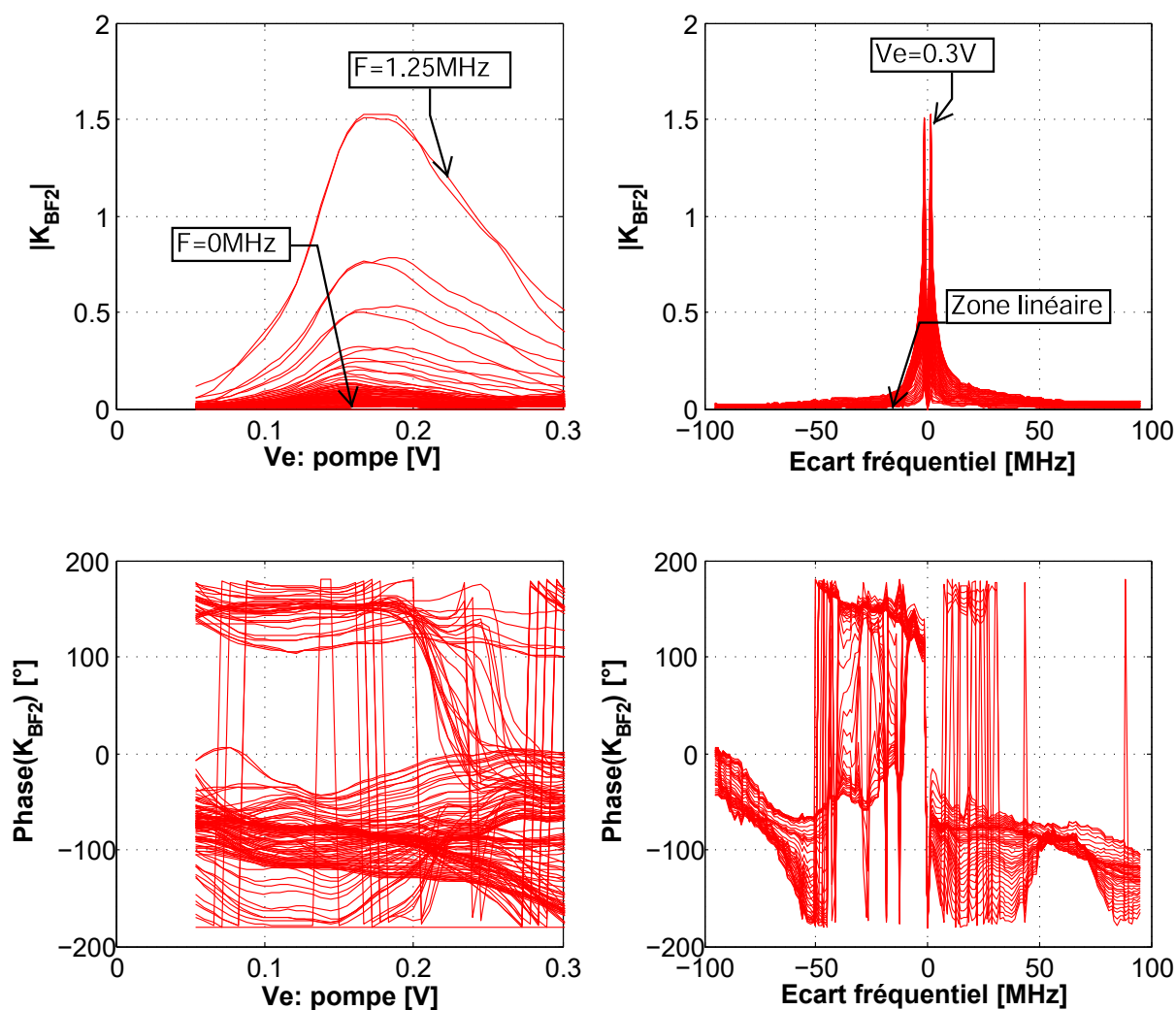


Figure 4.8 – Noyau BF2 avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Avago 4543 en Module/Phase

4.2.2 Comparaison des modèles issus des méthodes directe et indirecte

Dans cette section, nous allons réaliser la comparaison des prédictions des deux modèles ; l'un issu de la méthode de caractérisation indirecte et l'autre issu de la méthode directe. Les modèles vont être soumis à des excitations différentes de celles ayant servies à leur identification. Les signaux employés sont :

- le signal 2-tons équi-amplitude pour effectuer des mesures de C/I3,
- les signaux modulés 16 QAM et LTE pour effectuer des mesures d'ACPR,
- et le pulse RF pour visualiser la réponse temporelle.

Ces tests ont été effectués avec le banc de validation présenté dans le chapitre 3, en tenant compte des domaines de validité des modèles résumés dans le tableau 4.1, de manière à éviter des extrapolations en puissance ou en fréquence.

	TPM-NIM Direct	TPM-NIM Indirect
Fréquence [MHz]	+/- [1; 100]	+/- [0.1; 100]
Puissance [dBm]	[linéaire; 0]	[linéaire; 0]

Tableau 4.1 – Domaine de validité des modèles de l'amplificateur Avago 4543

4.2.2.1 Le test de C/I3

Le test de C/I3 est réalisé avec une excitation 2-tons équi-amplitude, en faisant varier l'écart fréquentiel ainsi que la puissance moyenne du signal. La statistique d'un tel signal est représentée par la courbe de CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) figure 4.9. Cette représentation décrit pour chaque niveau de PAPR le pourcentage de temps pendant lequel le signal est égal ou supérieur à cette valeur. Un des points particuliers de la courbe est celui où le PAPR est maximum. Il définit l'excursion maximale du signal. On peut noter que pour un signal 2-tons équi-amplitude le PAPR est de 3dB. En comparaison, le PAPR des stimuli à 2 et 3 tons utilisés pour l'identification du modèle est de 0dB.

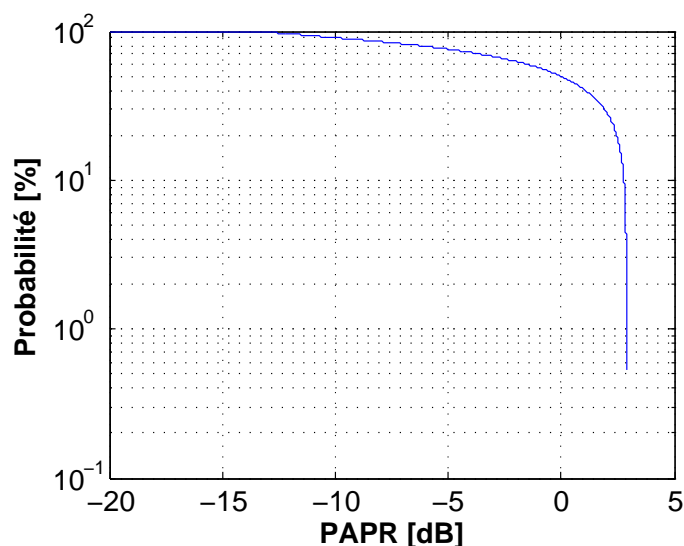


Figure 4.9 – CCDF du signal 2 tons

La figure 4.10 montre la comparaison des C/I3 prédits par les deux modèles avec les résultats mesurés sur l'amplificateur. On peut noter que la puissance moyenne maximale représentée sur les courbes est de -3dBm, ce qui correspond à un recul égale au PAPR par rapport à la puissance maximale excursionnée pour l'identification des modèles. L'écart fréquentiel est balayé de 1.25MHz à 60MHz autour de la fréquence centrale de 3GHz. La valeur maximale est limitée à la fois par l'instrumentation RF qui doit faire l'acquisition du signal utile et des intermodulations mais aussi par le domaine d'extraction du modèle. Le test montre pour les deux modèles une très bonne prédiction à la fois des dissymétries gauche/droite et des résonances des courbes de C/I3. Toutefois, on peut noter que pour les faibles niveaux, notamment pour $P_e = -20\text{dBm}$, un décrochage des modèles par rapport aux mesures pour les C/I3 supérieurs à 50dBc. Il semble que ce décrochage soit plus dû aux limites du

banc de vérification qu'aux modèles. En effet, si la dynamique théorique affichée du récepteur VSA est de 84dBc, elle semble en pratique limitée à 50dBc. En conclusion, les deux modèles montrent des performances tout à fait semblable pour un signal à 2 porteuses équi-amplitude.

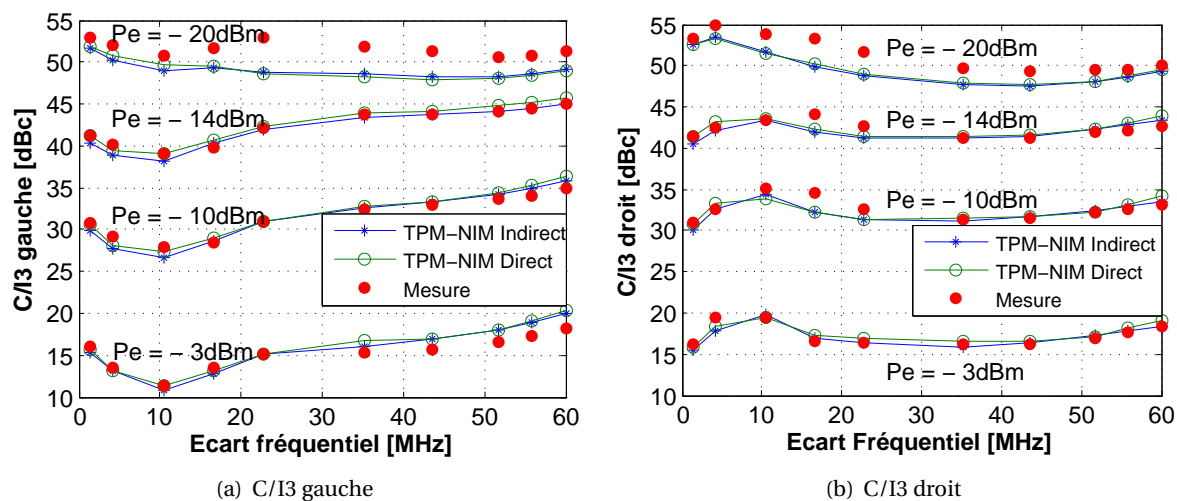


Figure 4.10 – Comparaison des modèles sur le C/I3 en fonction de l'écart fréquentiel pour différentes puissances moyennes d'entrée : Avago 4543

4.2.2.2 Le test d'ACPR avec des signaux 16 QAM et LTE

Le premier test d'ACPR est mené avec un signal modulé 16 QAM, avec un balayage de la puissance moyenne et du débit. Le signal 16 QAM est filtré avec un facteur de retombée de 0.35 et présente un PAPR de 5.5dB comme le montre la figure 4.11.

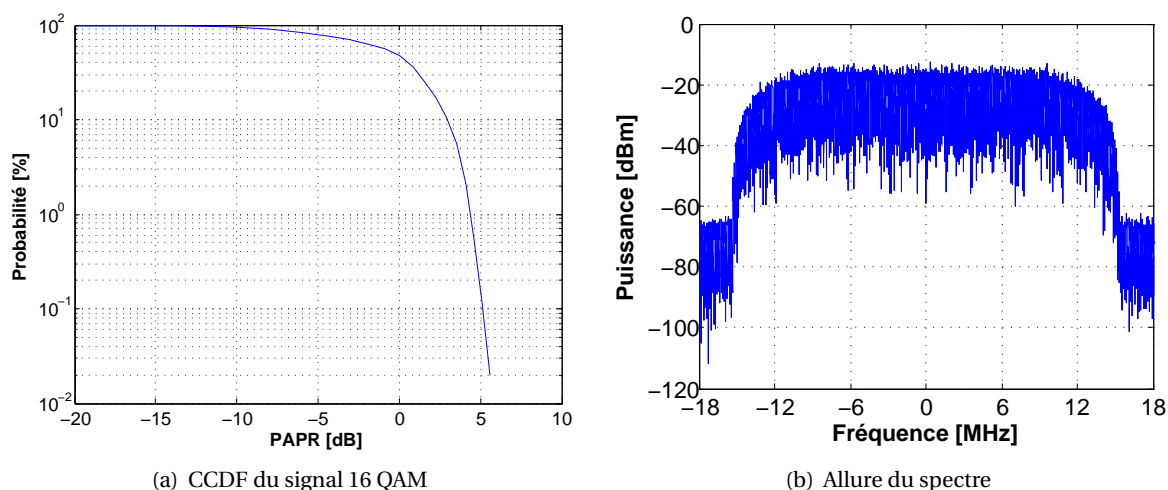


Figure 4.11 – Description du signal du signal 16 QAM

La figure 4.12 montre la comparaison des ACPR prédits par les deux modèles avec les résultats mesurés sur l'amplificateur. L'abscisse des courbes est représenté par la bande passante du signal et non en débit symbole pour tenir compte de l'élargissement spectral dû au facteur de retombée. La bande passante est balayée de 1.25MHz à 58MHz, qui correspond à la bande maximum mesurable

par le VSA, compte tenu du canal principal et de deux canaux adjacents. La puissance est balayée en respectant le domaine de validité du modèle. On observe un bon accord entre les deux modèles et la mesure sur toute la plage de variation de puissance et de bande passante du signal. On peut toutefois noter à faible puissance, une meilleure précision du modèle extrait avec la méthode directe au NVNA, que l'on peut attribuer à la meilleure dynamique de mesure du PNA-X sur le Planar.

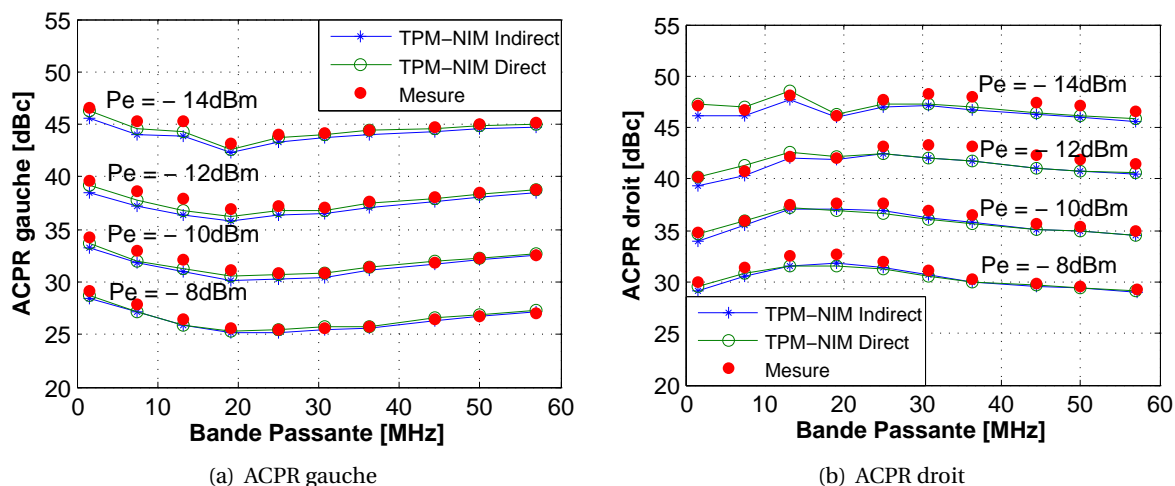


Figure 4.12 – Comparaison des modèles sur l'ACPR en fonction de l'écart fréquentiel pour différentes puissances moyennes d'entrée dans le cas d'un signal 16 QAM : Avago 4543

Le second test est mené avec un signal LTE [76] dont le CCDF et le spectre sont présentés figure 4.13. Le PAPR de ce signal est de 10.5dB.

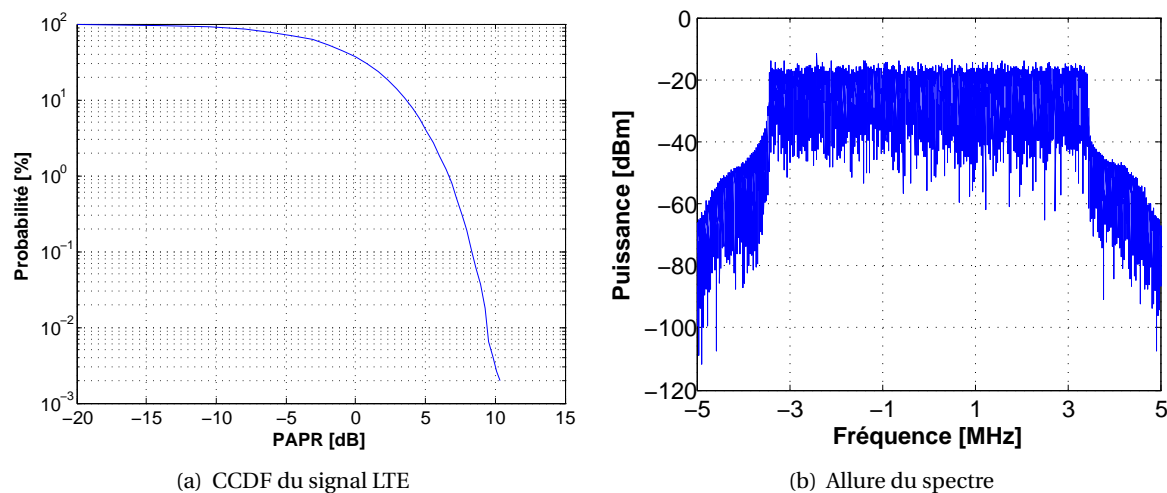


Figure 4.13 – Description du signal du signal LTE

La figure 4.14 montre la comparaison des ACPR prédits par les deux modèles avec les résultats mesurés sur l'amplificateur. Les observations sont les mêmes que pour le signal 16 QAM. L'accord des deux modèles avec la mesure est bon, avec une légère supériorité du modèle extrait au PNA-X, du fait de sa meilleure dynamique. On peut conclure que les modèles extraits avec des stimuli simples se comportent très bien avec des signaux même parmi les plus complexes de télécommunication.

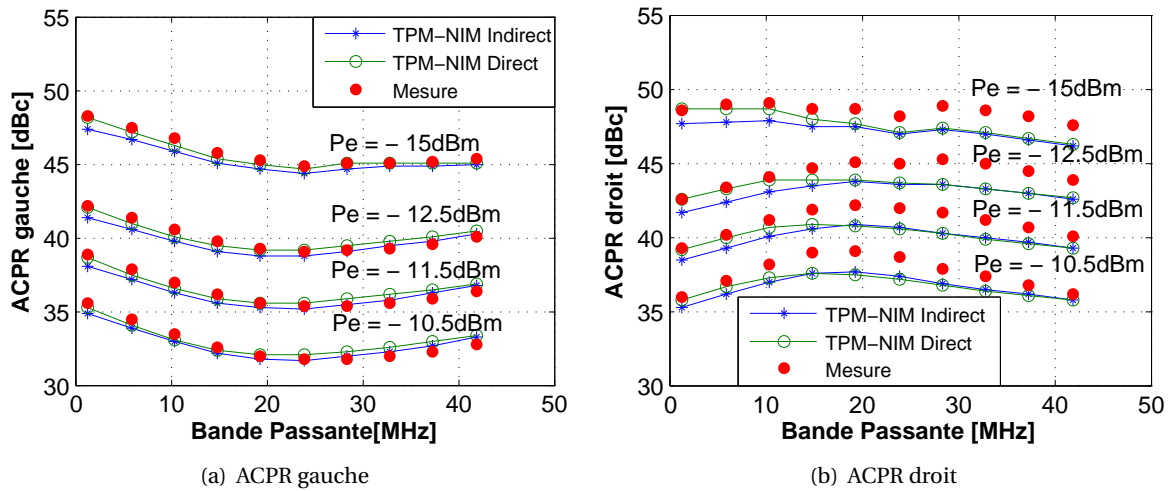


Figure 4.14 – Comparaison des modèles sur l'ACPR en fonction de l'écart fréquentiel pour différentes puissances moyennes d'entrée dans le cas d'un signal LTE : Avago 4543

4.2.2.3 Le test du pulse RF

Un autre test important concerne la réponse au pulse RF. Celui-ci permet de bien renseigner sur la capture des constantes de temps courte et longue du PA par le modèle. La figure 4.15 compare les prédictions des modèles et la mesure pour un pulse de rapport cyclique 50%, à la fréquence centrale de l'amplificateur, et pour 3 niveaux de puissance moyenne, stimulant le PA jusqu'à 2dB de compression. On observe une bonne reproduction des constantes de temps BE, avec toutefois une légère exagération de surtension à puissance élevée.

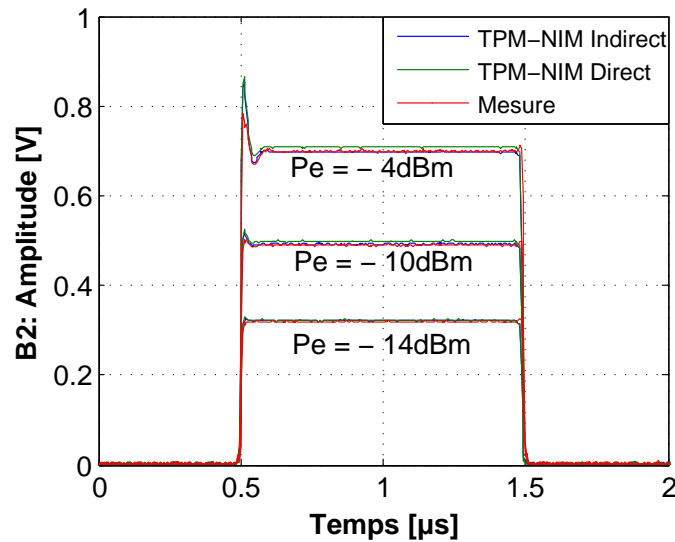


Figure 4.15 – Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne d'entrée : Avago 4543

En conclusion préliminaire, on peut dire que le bon accord entre les deux modèles d'une part, et la mesure d'autre part, valide les capacités du principe de caractérisation indirecte à accéder avec précision aux caractéristiques fondamentales du modèle TPM-NIM. Cependant, l'amplificateur

utilisé dans cette section est de très faible puissance (<100mW). Son principal intérêt réside dans son faible niveau de sortie qui nous a permis de réaliser des procédures de calibration de manière optimale pour les différents bancs. Ainsi, les qualités et les défauts du modèle ont pu être dégagés des bruits et biais de mesure. Dans les sections suivantes nous allons appliquer les principes à deux amplificateurs plus complexes, de plus forte puissance.

4.3 Modélisation d'un amplificateur équilibré LDMOS, 17W

Pour rappel, l'amplificateur Freescale MD71C2012N [77] déjà présenté au chapitre 2, paragraphe 2.3.2.2, est un PA LDMOS multi-étage en architecture équilibrée, fonctionnant dans la bande 1.805 GHz - 2.170 GHz, pour une puissance de sortie maximum de 17W, avec un courant de polarisation de 92mA sous 28V. Les courbes de gain et phase de l'amplificateur à la fréquence centrale de 2GHz sont rappelées également figure 4.16. Les caractéristiques mono-porteuse sur toute la bande utile sont tracées en 2.3.2.2.1.

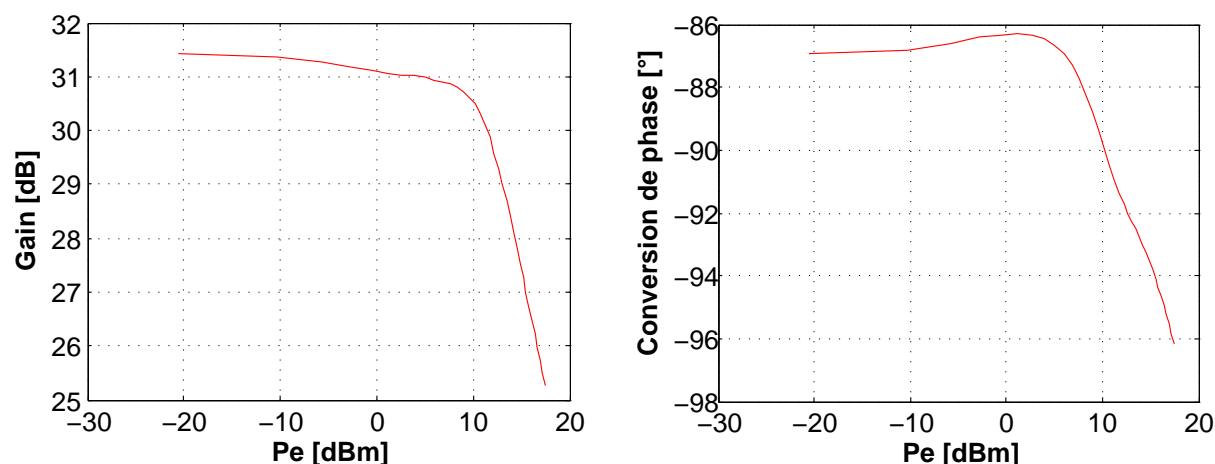


Figure 4.16 – Rappel de la caractéristique mono-porteuse de l'amplificateur Freescale MD71C2012N à 2GHz

4.3.1 Mesures d'identification indirecte du modèle

4.3.1.1 Caractéristiques 3 tons

Tout comme précédemment, la caractérisation 3 tons est menée en balayant tous les écarts de fréquence pour chaque point de puissance de pompe fixe. L'écart de fréquence entre porteuses est balayé de 1kHz à 100MHz. La puissance des deux porteuses de faible amplitude est fixée à -20dBm. La puissance moyenne est balayée jusqu'à 17dBm, soit 6dB de compression. Les figures 4.17 et 4.18 présentent quelques échantillons représentatifs des gains gauche et droit mesurés dans les deux phases d'acquisition (quadrature et anti-quadrature). On observe que les gains sont plats lorsque l'écart de fréquence tend vers zéro, de même il n'y a pas d'oscillations des gains en fonction de l'écart de fréquence. Il y a par contre une dissymétrie entre les gains gauche et droit à forte puissance, d'environ 2dB à 17dBm, pour un écart de fréquence de 100MHz.

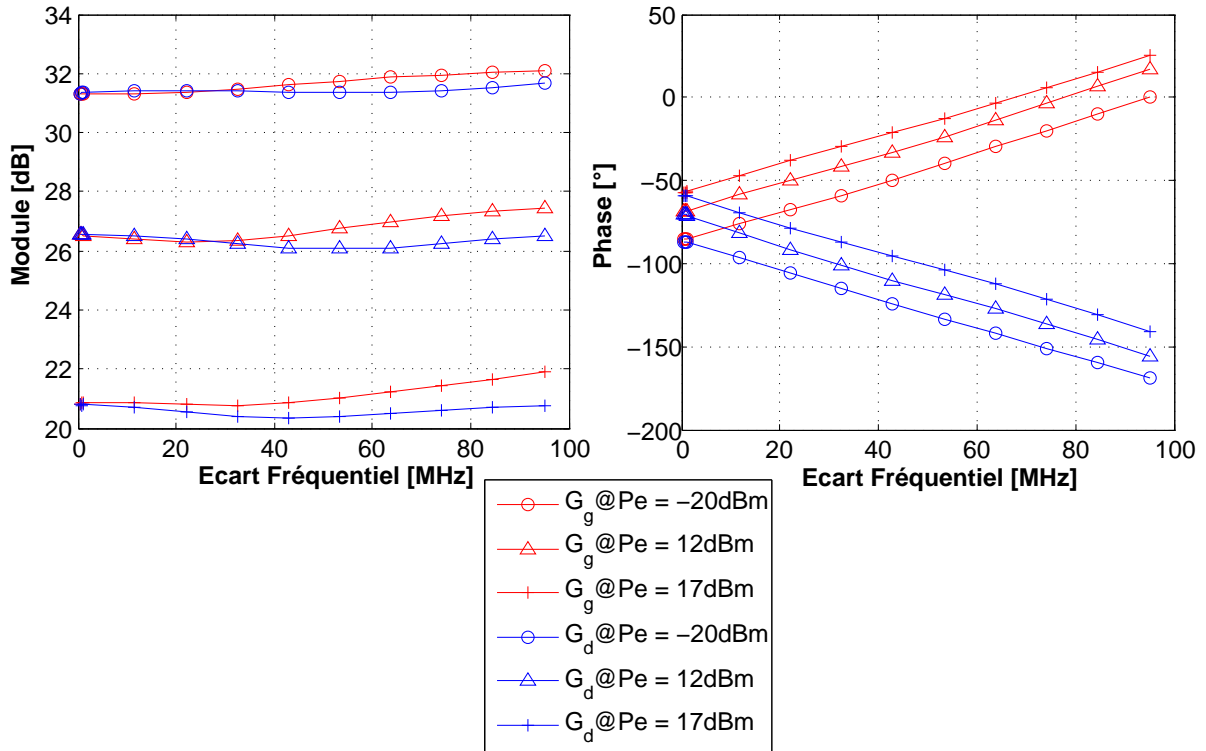


Figure 4.17 – Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N : Mesures en quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit

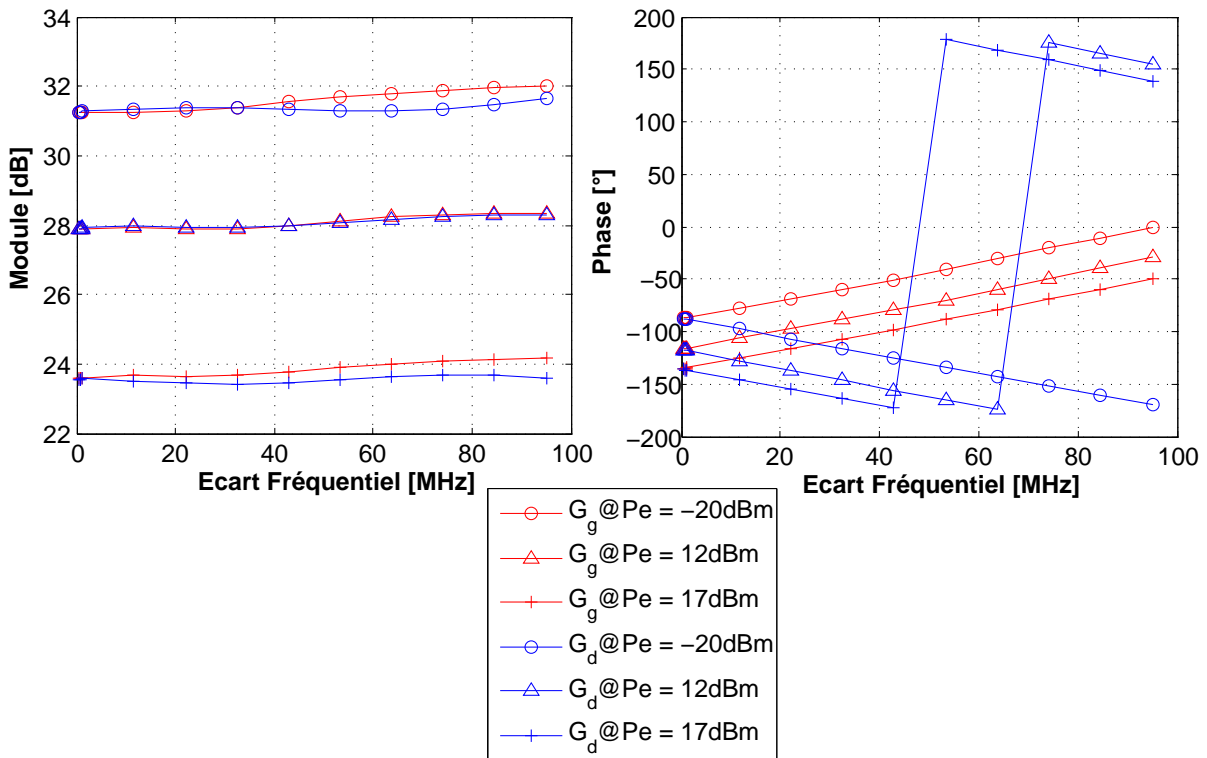


Figure 4.18 – Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N : Mesures en anti-quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit

Le gain paramétrique ainsi que le gain de conversion extraits à partir des mesures de gains gauche et droit précédents sont représentés figure 4.19 et 4.20. Ceux-ci sont bien en accord avec les gains

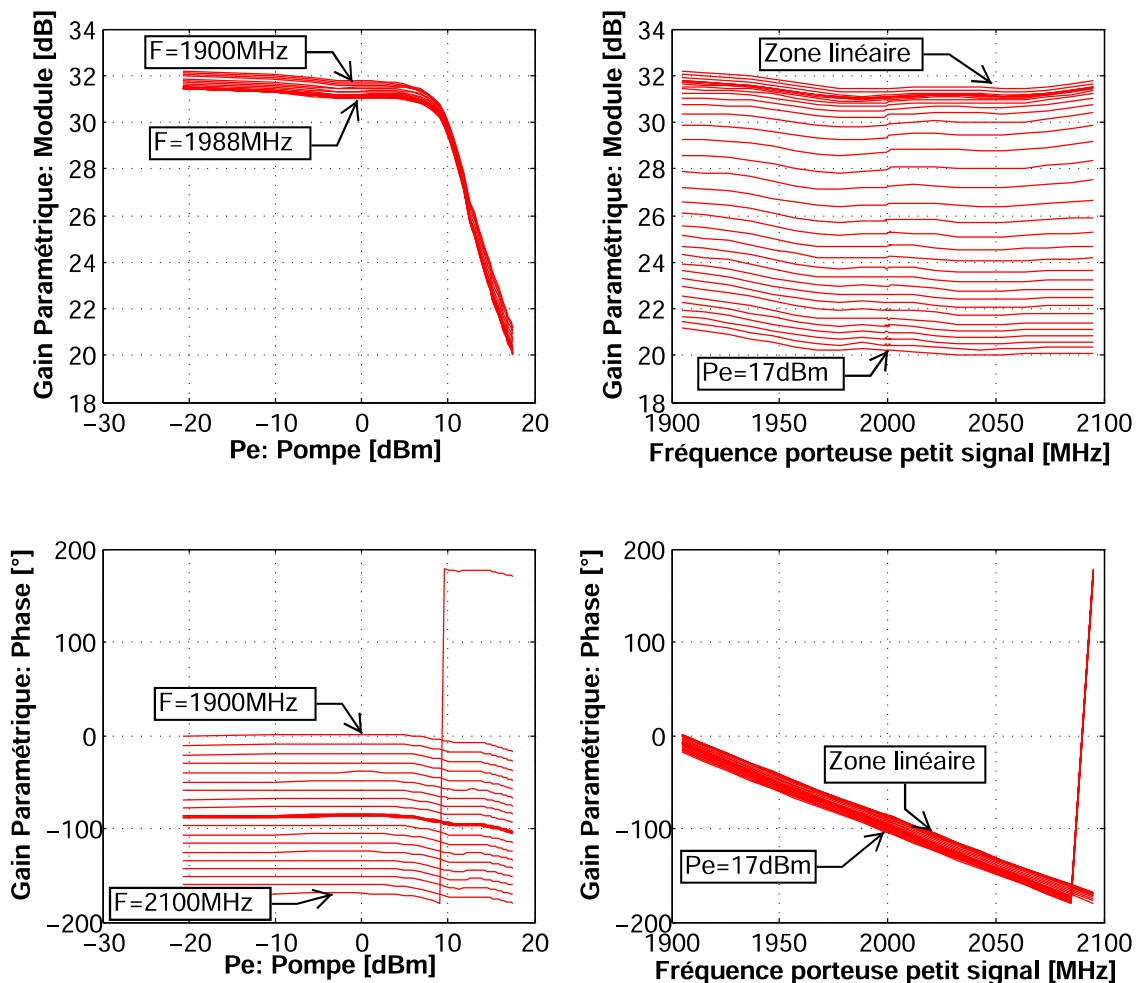


Figure 4.19 – Gain paramétrique avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD71C2012N

mesurés avec la méthode directe en 2.3.2.2.2, avec cependant une amélioration notable du bruit dans la mesure de phase du gain de conversion. Des échantillons de mesures phase des deux méthodes sont comparés sur la figure 4.21. Un point important à noter est que malgré le fait que l'on n'observe pas de phénomènes de résonance visible sur les courbes de gain gauche et droit (figures 4.17 et 4.18), ceux-ci sont bien visibles, dans les écarts de fréquence faibles, sur le gain de conversion. Un zoom de cette zone est représenté sur la figure 4.22. On doit noter que ces phénomènes de résonance à faible écart de fréquence sont paradoxalement déduits de courbes de gains gauche et droit, dans une zone où ces derniers apparaissent comme constantes. Cela signifie que les gains paramétrique et de conversion sont des caractéristiques différentielles qui nécessitent une grande précision dans la mesure des gains gauche et droit, notamment à écart de fréquence faible. Ceci représente donc, une difficulté pour la méthode de caractérisation indirecte, car la maîtrise de la précision de la mesures mélangeur petit signal reste encore problématique pour des écarts de fréquence faibles, sur les instruments actuels. Cela aura malheureusement un certain impact sur la précision des modèles pour la prise en compte des effets de mémoire très long-terme (thermique et pièges).

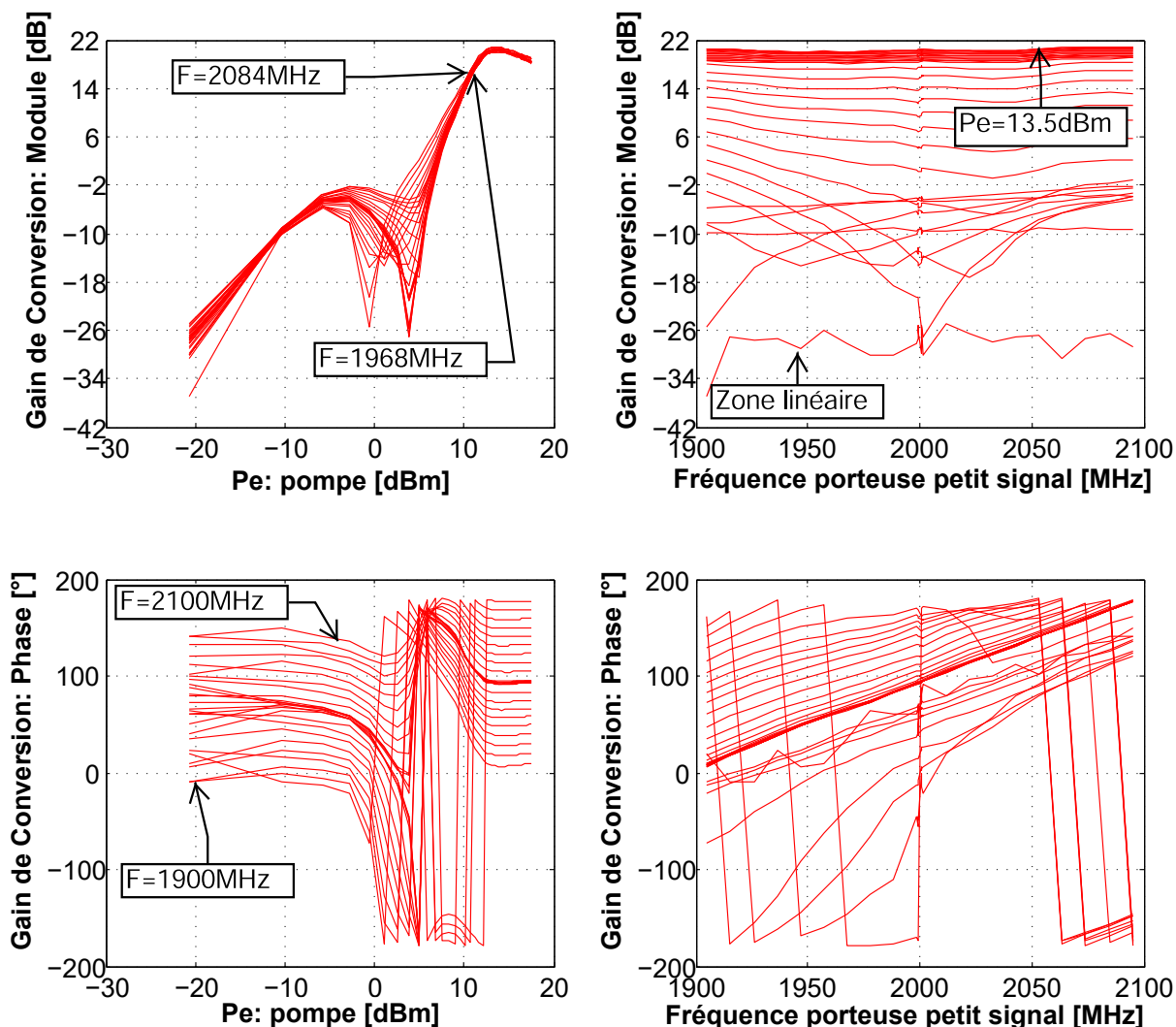


Figure 4.20 – Gain de conversion avec caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N

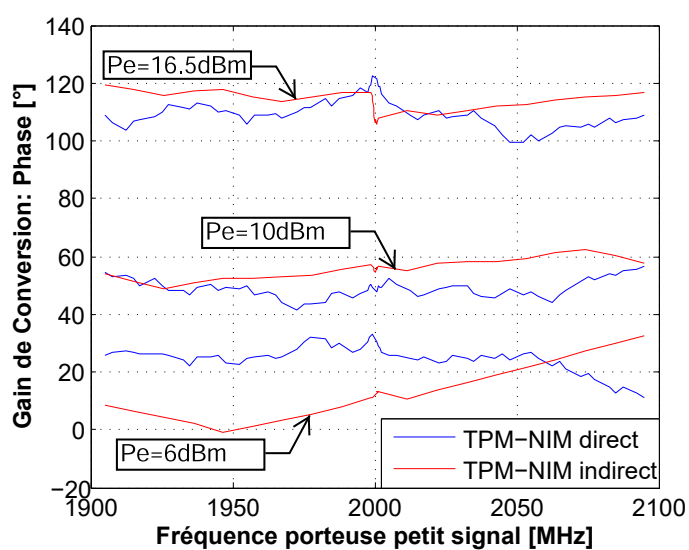


Figure 4.21 – Comparaison des gains de conversion de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N avec la méthode directe et indirecte

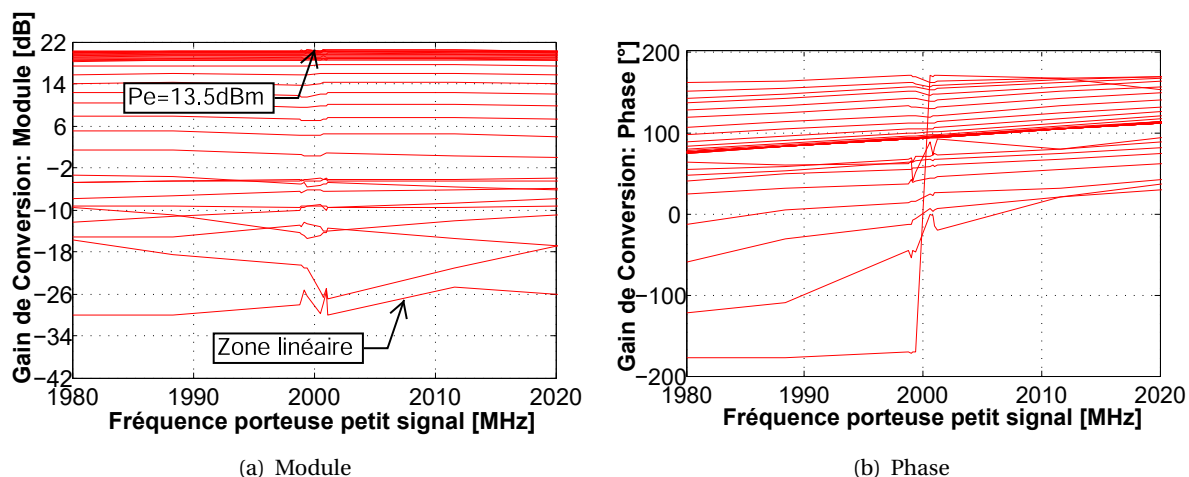


Figure 4.22 – Zoom sur le gain de conversion avec une caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N

4.3.1.2 Identification des noyaux du modèle

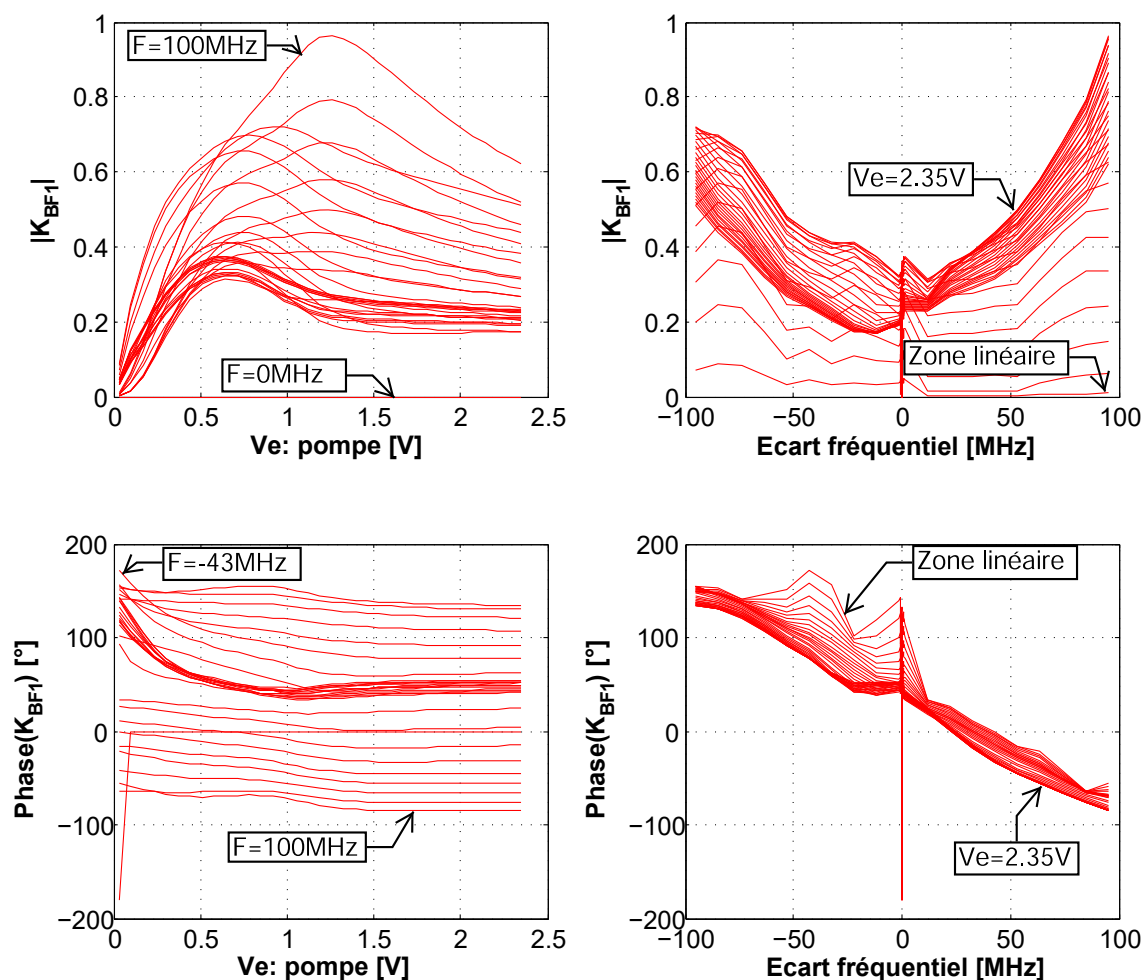


Figure 4.23 – Noyau BF1 avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase

Les deux noyaux BF, K_{BF1} et K_{BF2} du modèle extrait à partir des mesures précédentes sont représentés sur les figure 4.23 et 4.24. Comparativement à la méthode directe, on observe des courbes de noyaux beaucoup plus lisses du fait de la réduction du bruit sur les mesures de phase.

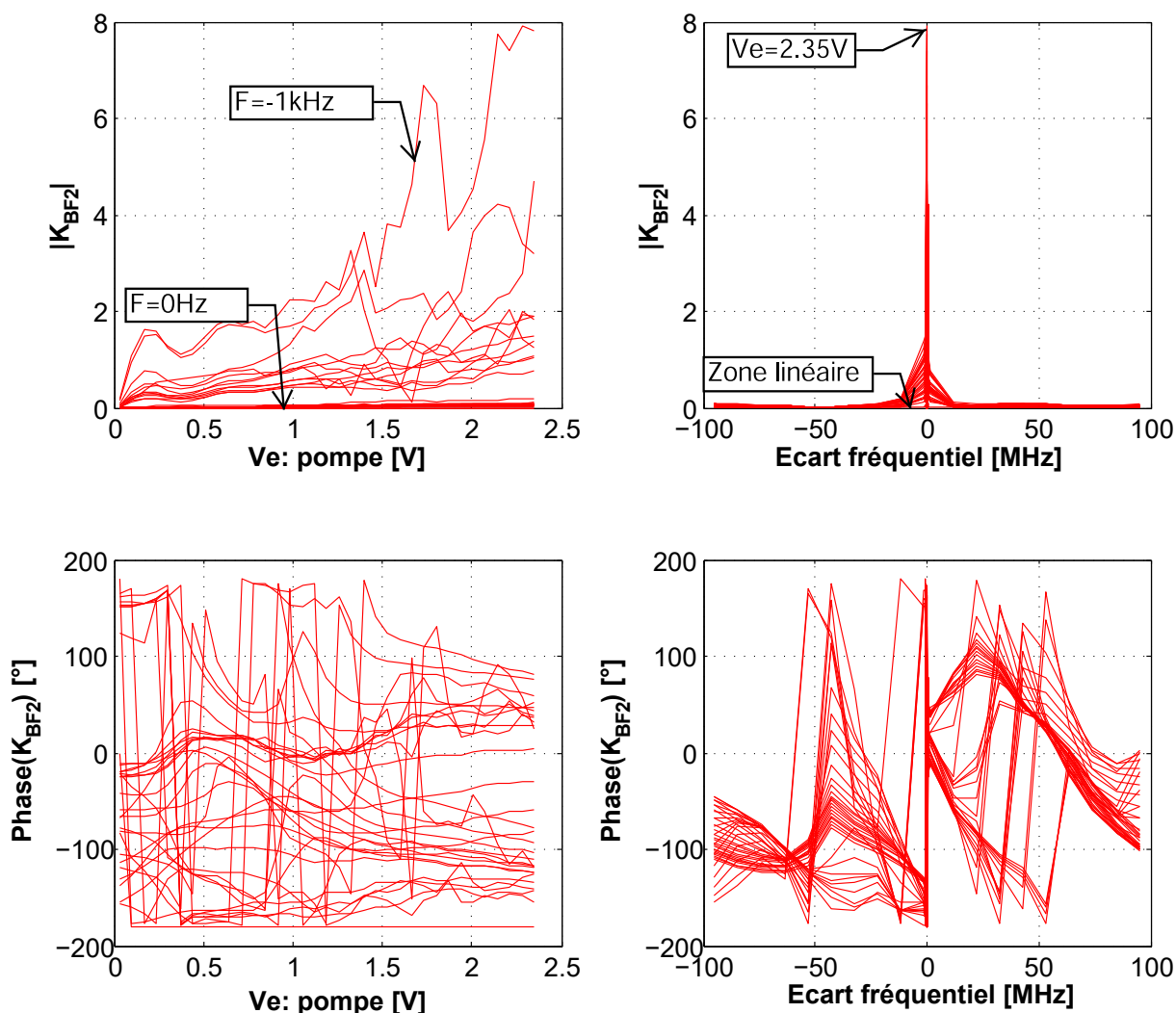


Figure 4.24 – Noyau BF2 avec caractérisation 3tons de l’amplificateur Freescale MD7IC2012N en Module/Phase

4.3.2 Comparaison des modèles issus des méthodes directe et indirecte

Les modèles extraits à partir des deux méthodes de caractérisation ont été évalués sur les mêmes signaux de test que précédemment, en tenant compte des limites de validité théorique de chaque identification, indiquées dans le tableau 4.2.

	TPM-NIM Direct	TPM-NIM Indirect
Fréquence [MHz]	+/- [0.625; 100]	+/- [0.001; 100]
Puissance [dBm]	[linéaire; 17]	[linéaire; 17]

Tableau 4.2 – Domaine de validité des modèles de l’amplificateur Freescale MD7IC2012N

4.3.2.1 Le test de C/I3

Les courbes de C/I3 gauche et droit, réalisées pour des écarts de fréquence allant de 2.5MHz à 60MHz, et une puissance moyenne allant de -14dBm à 14dBm, sont représentées figure 4.25. On observe un assez bon accord entre les deux modèles à forte puissance et/ou à écart de fréquence faible. Cependant, les deux modèles divergent dans la zone de résonance non-linéaire du C/I3 (sweet spot). En comparaison avec la mesure, le modèle extrait de la méthode indirecte présente une certaine supériorité sur l'ensemble de la plage de mesure, notamment dans la zone de résonance non-linéaire.

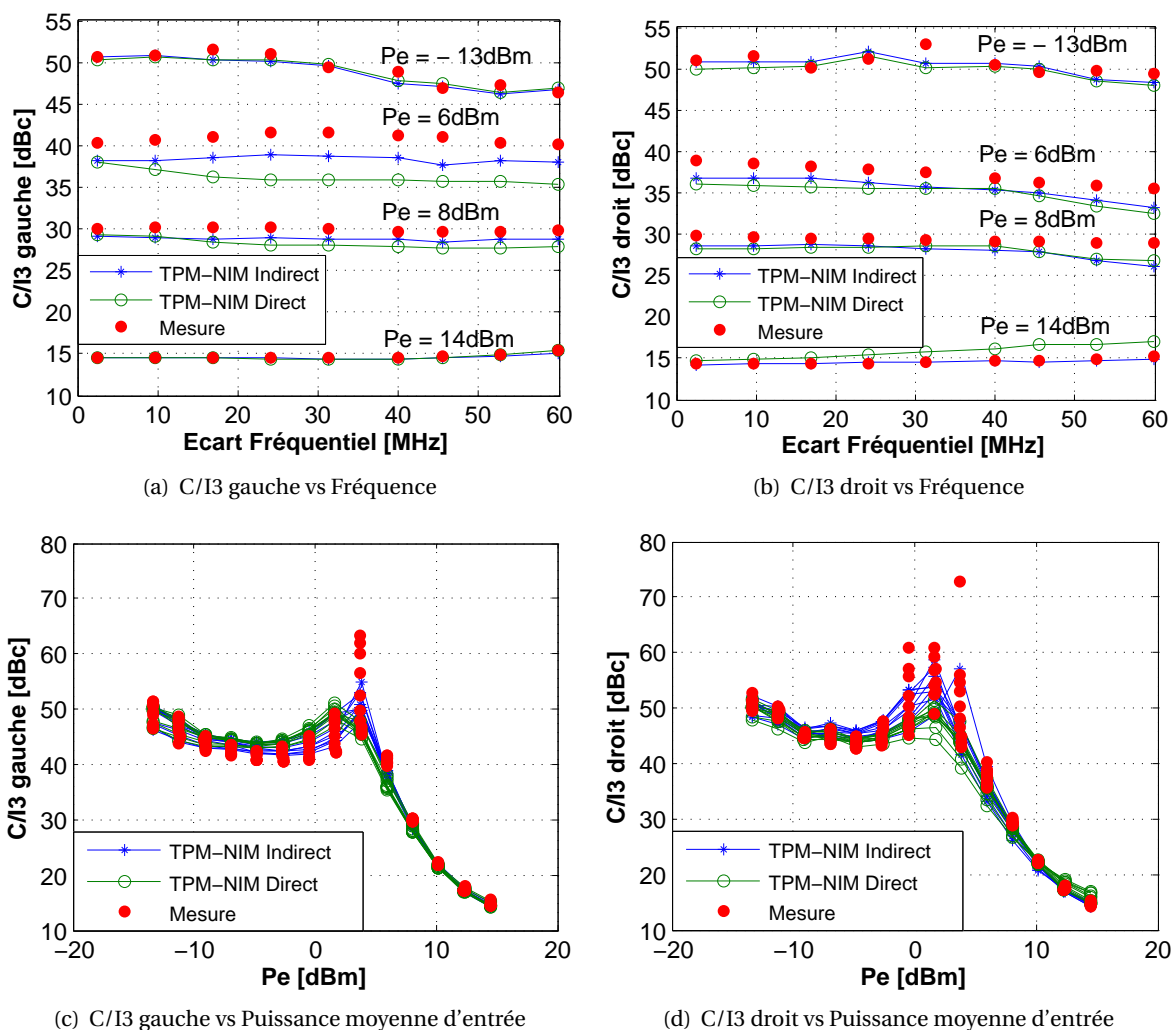


Figure 4.25 – Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Freescale MD7IC2012N

4.3.2.2 Le test d'ACPR

Les figures 4.26 et 4.27 représentent les courbes d'ACPR obtenues avec les signaux de test 16 QAM et LTE, respectivement. Dans les deux cas, on observe un bon accord entre les deux modèles, plus prononcé à moyenne et forte puissance. Tout comme précédemment pour le test C/I3, le modèle extrait de la méthode indirecte présente un meilleur accord avec la mesure, notamment à faible et

moyenne puissance. Cela provient vraisemblablement de la meilleure caractérisation de la phase du gain de conversion que nous avons déjà indiquée.

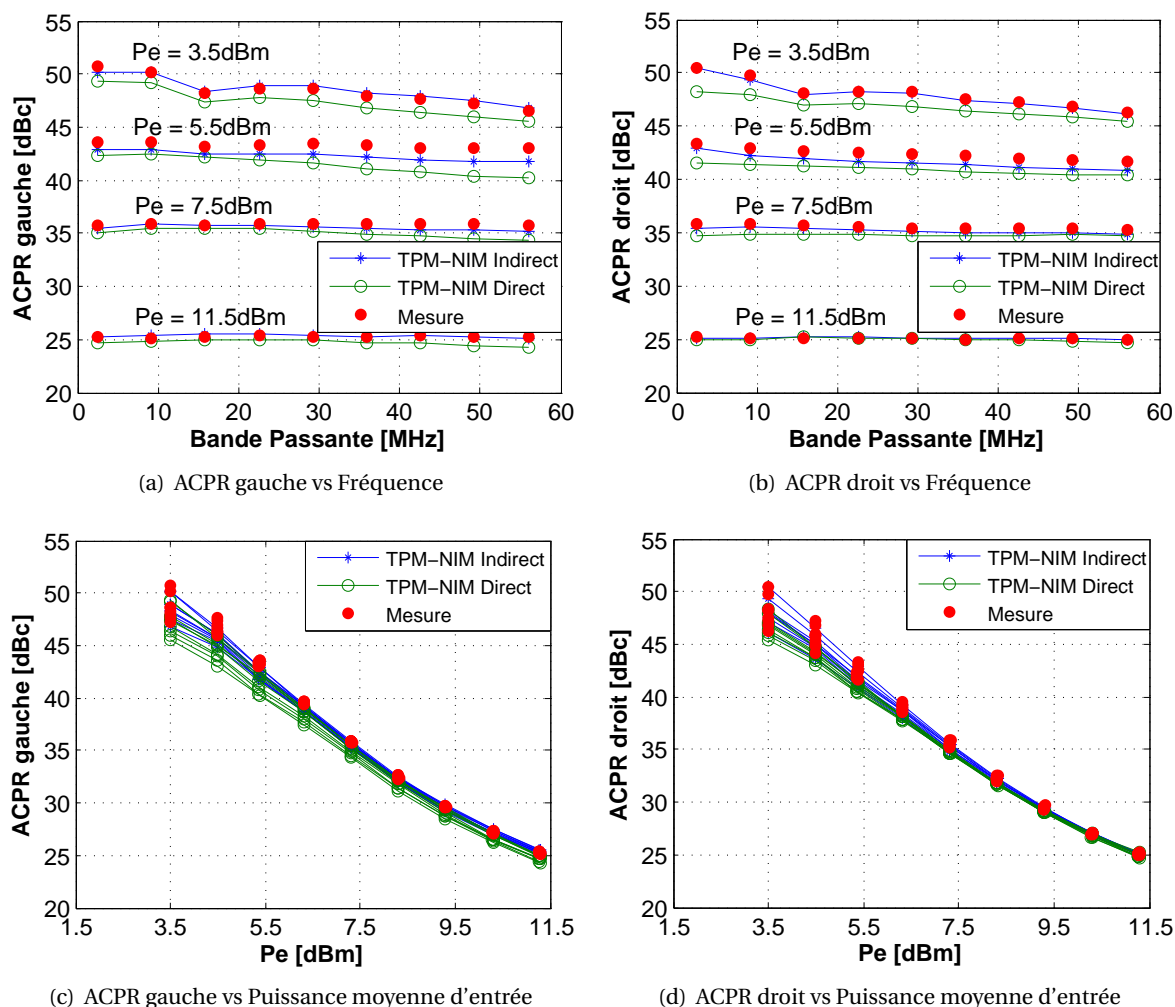


Figure 4.26 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR pour un signal 16 QAM : Freescale MD7IC2012N

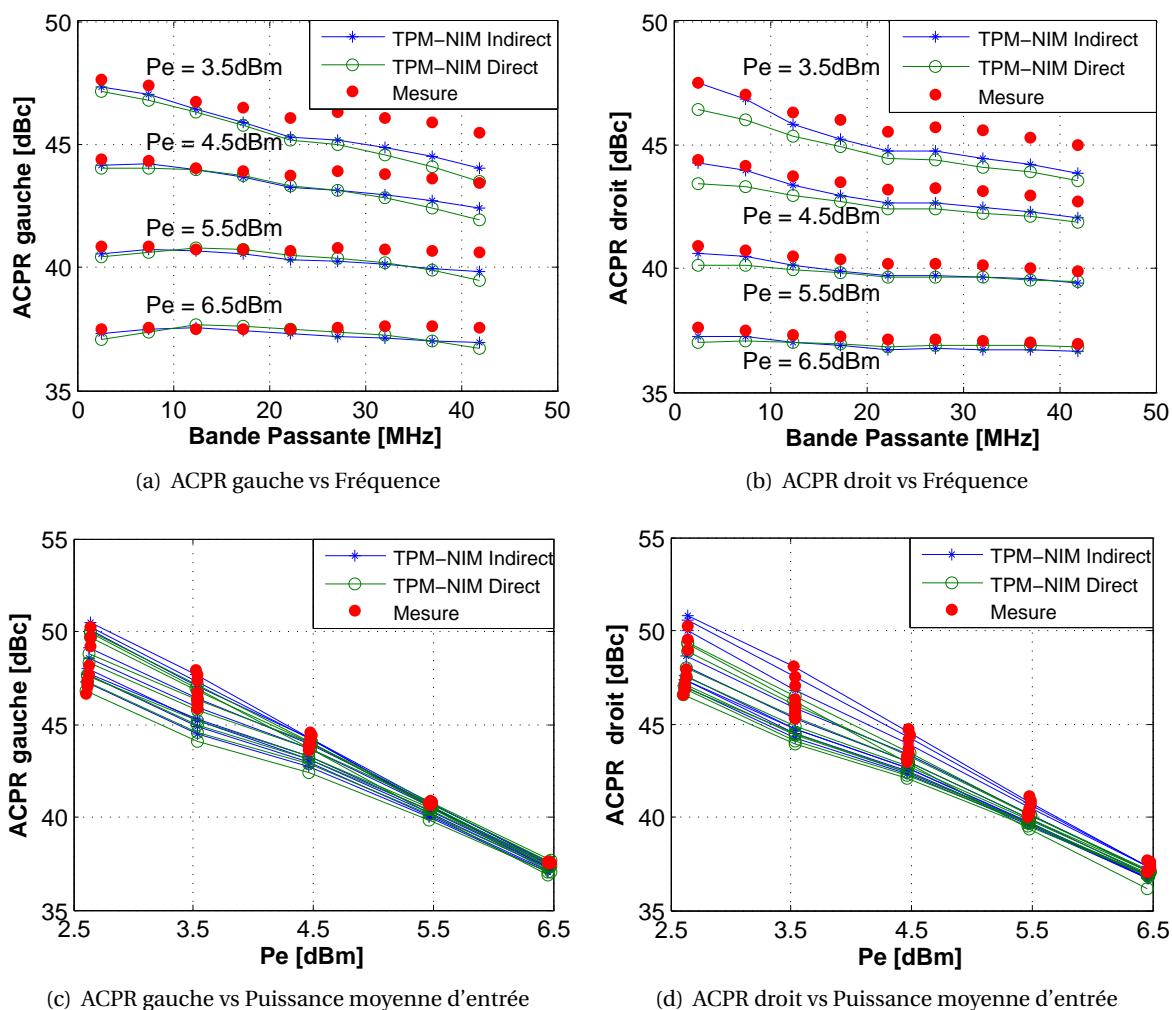


Figure 4.27 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR pour un signal LTE : Freescale MD71C2012N

4.3.2.3 Le test du pulse RF

La figure 4.28 présente la prédictions des modèles et la réponse de l'amplificateur à un pulse RF de rapport cyclique 50%. On observe un bon accord entre les deux modèles et la mesure. On doit noter que nous avons eu des difficultés de caractérisation pour la réponse pulsée avec le banc de validation au VSA, ainsi, on n'observe pas d'effet transitoire.

En conclusion de cette deuxième étude comparative de modèles sur la base des deux méthodes de caractérisation, nous pouvons dire de par le bon accord des résultats entre modèles, que la méthode indirecte que nous avons mise en place est une bonne alternative à la caractérisation au NVNA qui demeure un équipement coûteux.

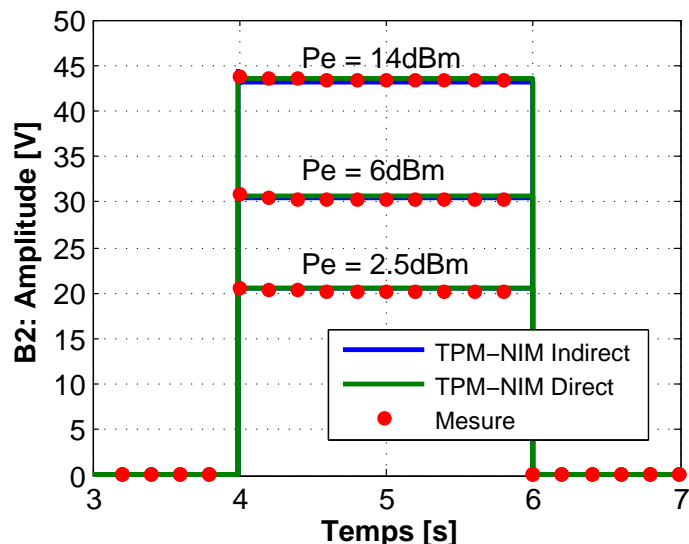


Figure 4.28 – Comparaison des modèles dans le cas d’un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne d’entrée : Freescale MD7IC2012N

4.4 Modélisation d’un amplificateur équilibré LDMOS, 50W

Le dernier amplificateur étudié dans ce chapitre est un autre amplificateur à structure équilibrée multi-étages en technologie LDMOS, Freescale A2I22D050N [78], conçu pour les stations de base de téléphonie mobile, et fonctionnant sur la bande [1800MHz-2200MHz]. Le courant de polarisation est de 300mA sous 28V. Le gain linéaire est de l’ordre de 30dB. Le point de compression à 1dB est obtenu pour une puissance d’entrée de 17.5dBm. En ce point, la puissance de sortie est de 46.2dBm (~40W). Les courbes de gain et de déphasage en mono-porteuse de l’amplificateur à la fréquence centrale de 2GHz sont tracées sur la figure 4.29.

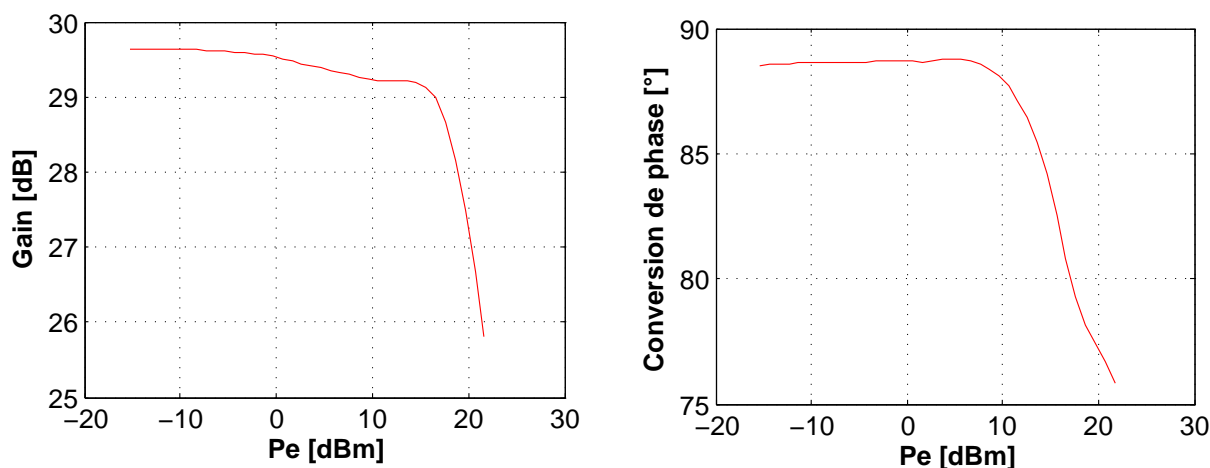


Figure 4.29 – Caractérisation mono-porteuse de l’amplificateur Freescale A2I22D050N à 2GHz

4.4.1 Mesures d'identification indirecte du modèle

4.4.1.1 Caractérisation mono-porteuse

La caractérisation mono-porteuse est menée de la zone linéaire jusqu'à 4dB de compression en balayant toutes les fréquences à puissance fixe. La bande de fréquence évaluée est de 200MHz (+/-100MHz) autour de la fréquence centrale de 2GHz. Le VNA est paramétré avec un filtre FI de 10Hz. La mesure du faisceau de courbes AM-AM/AM-PM multifréquences, noté Gain HF, est tracée en fonction de la puissance de source P_e et de la fréquence sur la figure 4.30. La dispersion fréquentielle maximale en module est de 0.7dB sur 200MHz de bande. Les pentes des caractéristiques de déphasage indiquent un temps de groupe moyen de 750ns.

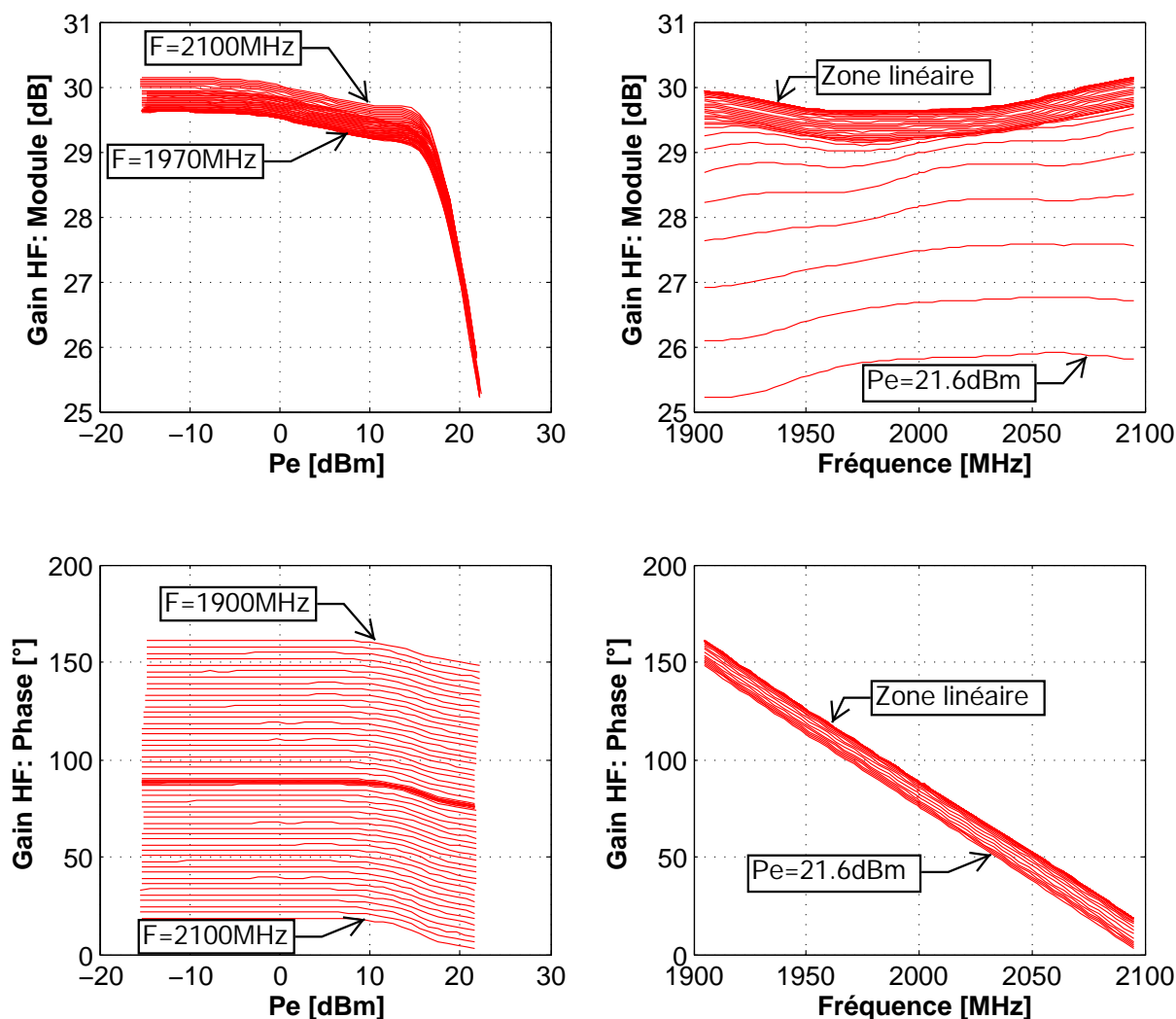


Figure 4.30 – Caractérisation en mono-porteuse de l'amplificateur Freescale A2I22D050N en Module/Phase

4.4.1.2 Caractéristiques 3 tons

La caractérisation 3 tons est effectuée en balayant l'ensemble des fréquences à puissance fixe. La non-linéarité est explorée jusqu'à 4dB ($P_e \sim 21.6$ dBm) de compression. Les tons de faibles amplitudes

sont fixés à -15dBm durant toute la caractérisation.

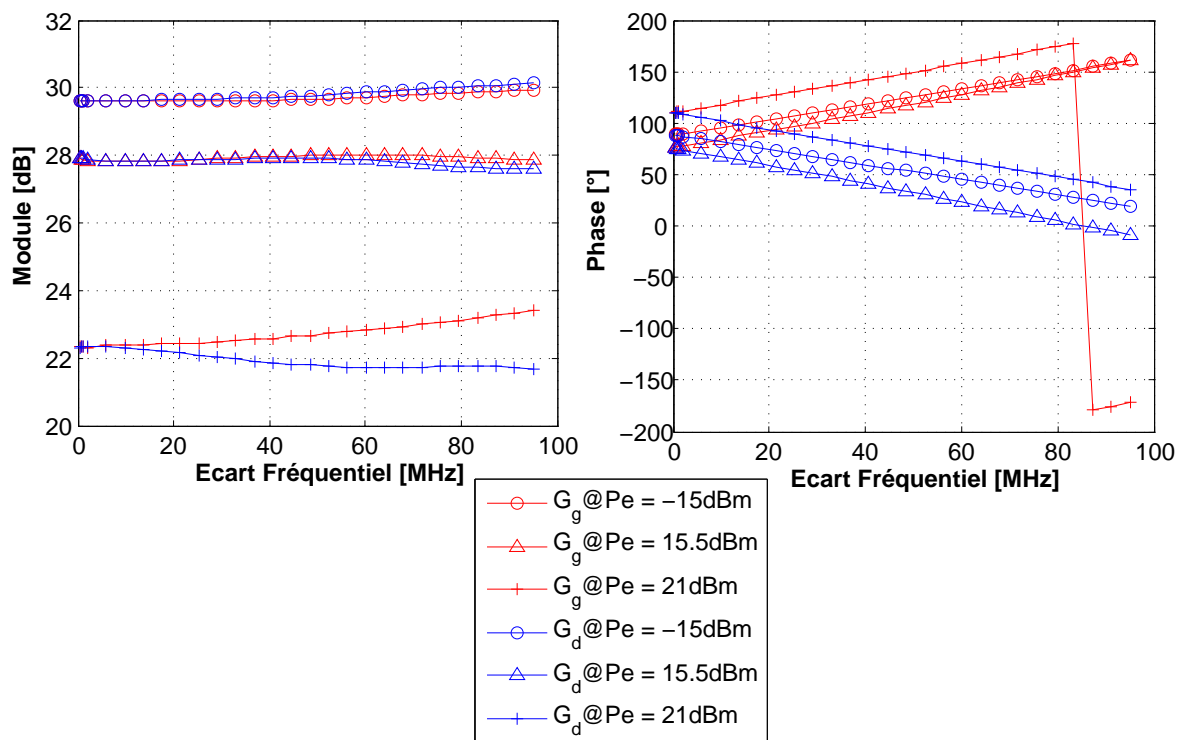


Figure 4.31 – Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N : Mesures en quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit

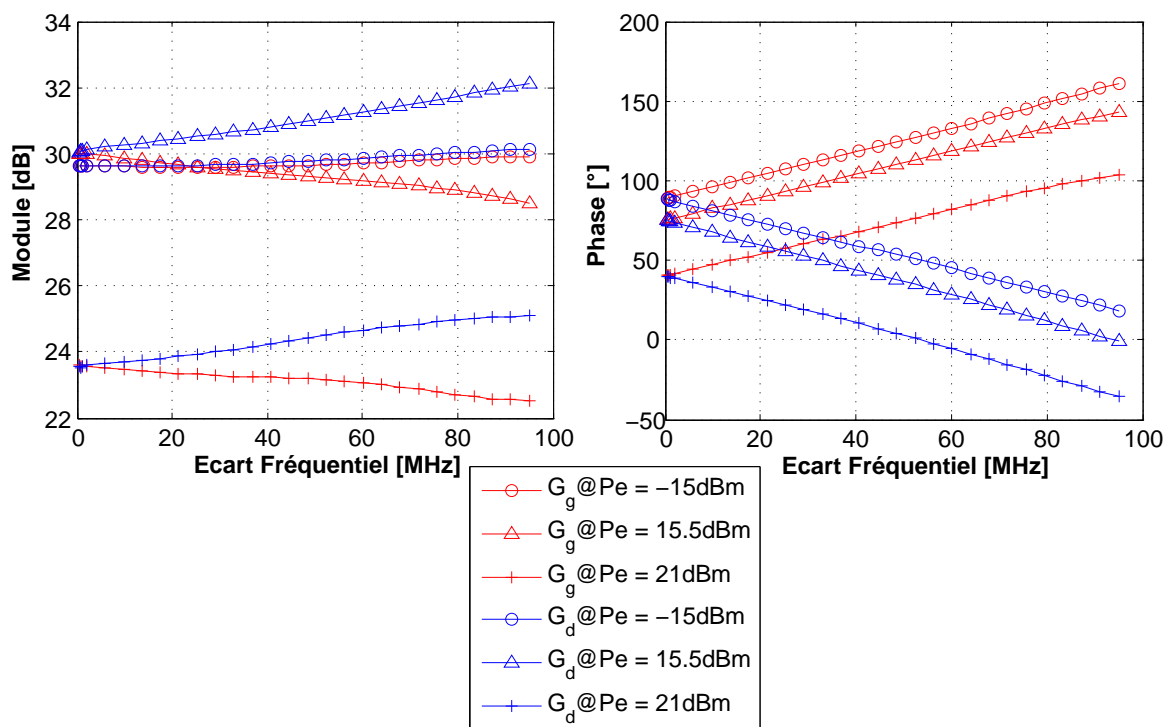


Figure 4.32 – Caractérisation 3 tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N : Mesures en anti-quadrature avec G_g le gain gauche et G_d le gain droit

L'écart entre le signal de pompe et les raies de faibles amplitudes est de 30dB dans la zone de compression. Le décalage fréquentiel des raies de faibles niveaux par rapport au signal de pompe varie de 1kHz à 100MHz. Le VNA est paramétré avec un filtre FI de 10Hz. Les figures 4.31 et 4.32 présentent des échantillons de courbes de gains gauche et droit, pour les deux phases d'acquisition. On observe comme pour le PA précédent que les gains sont plats lorsque l'écart de fréquence tend vers zéro. De même, il n'y a pas d'oscillations des gains en fonction de l'écart de fréquence, mais par contre une dissymétrie est visible à moyenne et forte puissances, pour l'écart de fréquence maximale.

Les gains paramétrique et de conversion extraits à partir des mesures 3-tons sont représentés sur les figures 4.33 et 4.34. De même que pour l'amplificateur précédent, on observe des variations rapides du gain de conversion pour des écarts de fréquence faibles, figure 4.35, malgré le fait que les gains gauche et droit soient quasi constants dans cette zone.

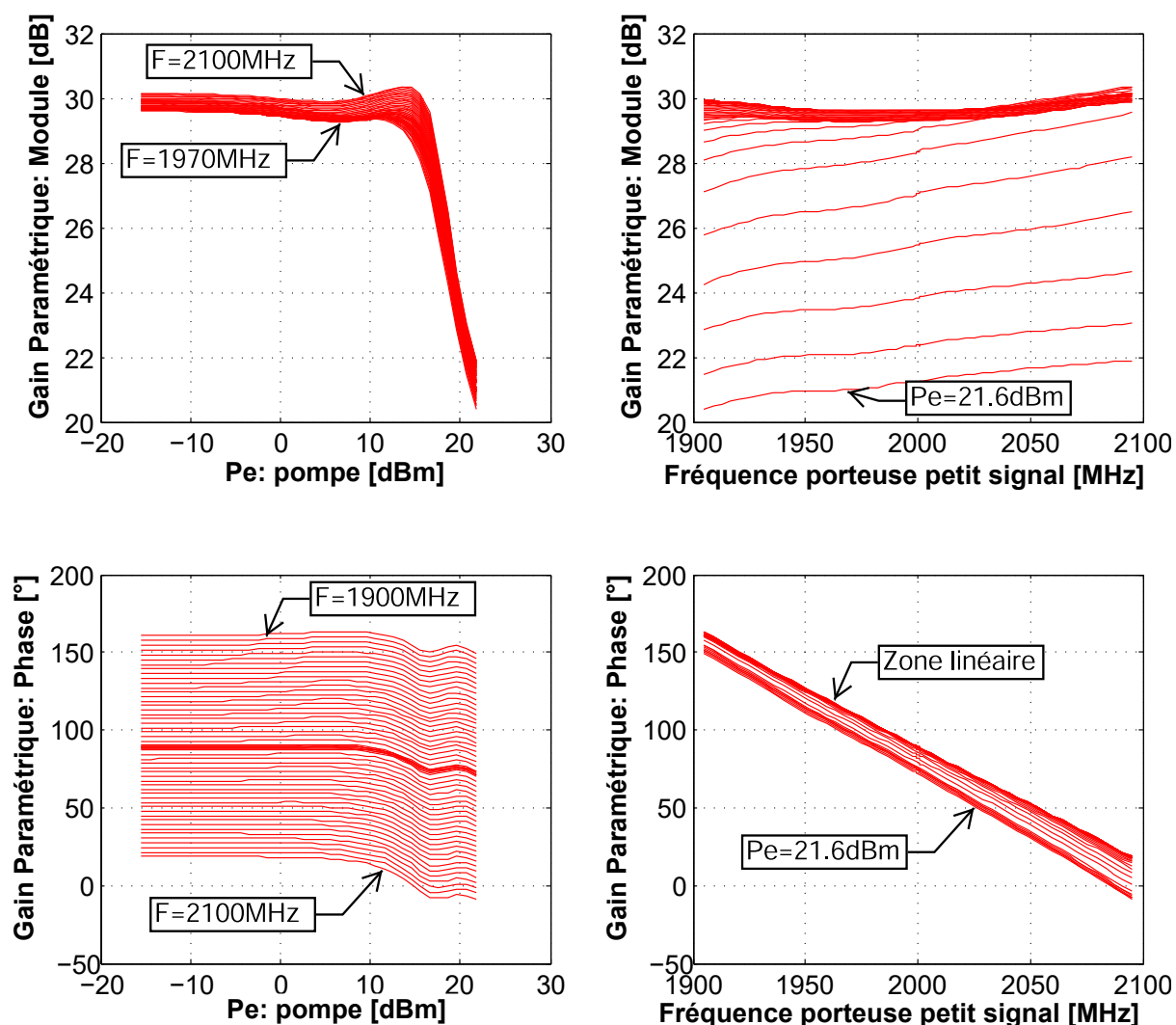


Figure 4.33 – Gain paramétrique avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale A2122D050N

Nous n'avons pas pu réaliser de caractérisation au NVNA avec cet amplificateur. Par conséquent, nous ne présenterons pas de comparaison avec l'identification directe.

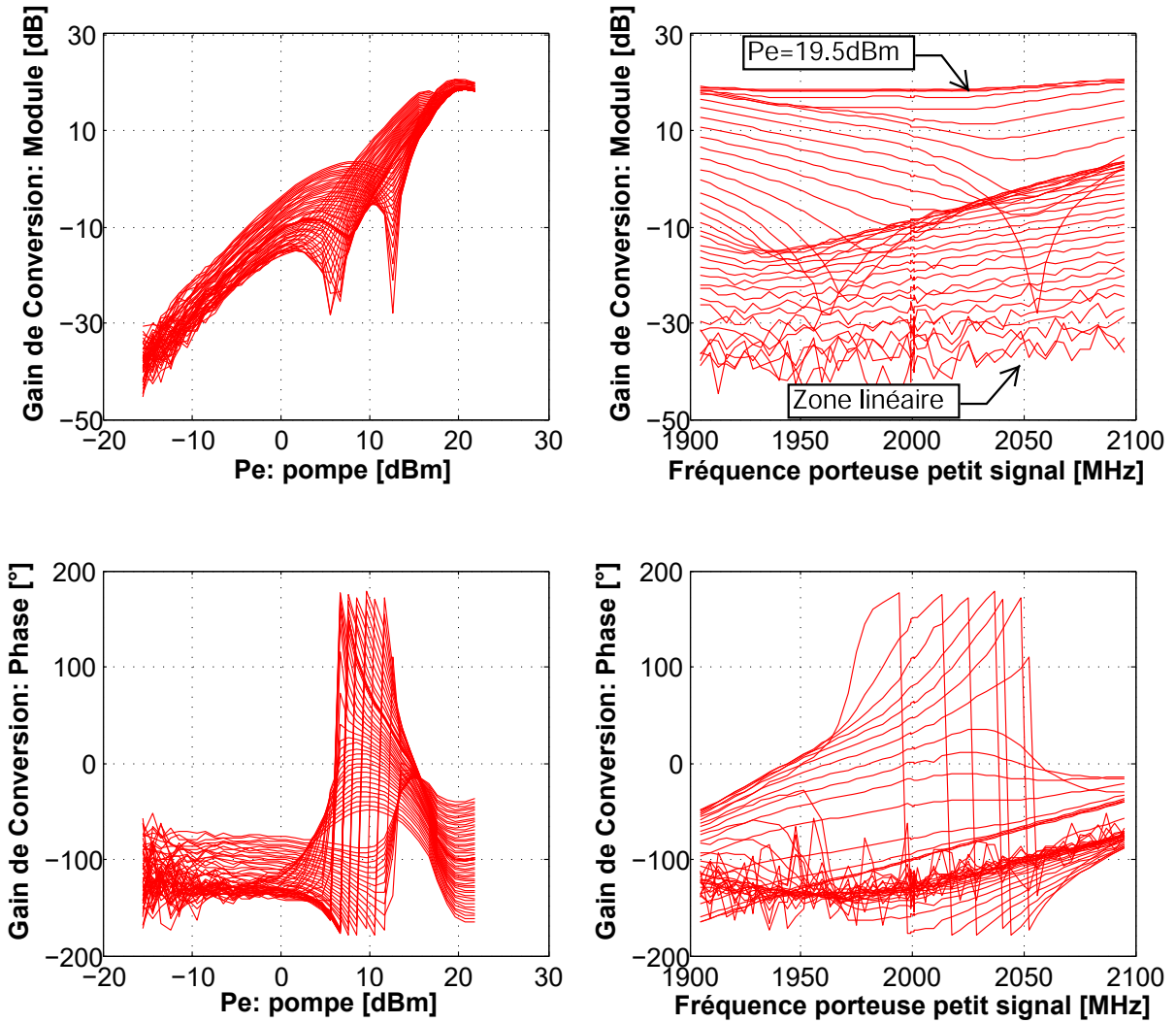


Figure 4.34 – Gain de conversion avec caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N

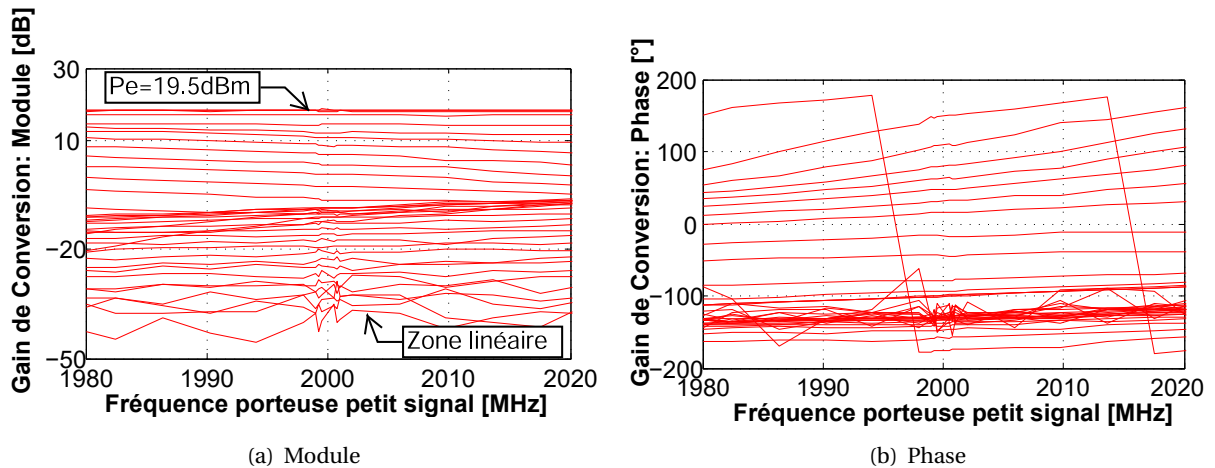


Figure 4.35 – Zoom sur le gain de conversion avec une caractérisation 3-tons de l'amplificateur Freescale A2I22D050N

4.4.2 Problèmes de régulation thermique

Il est important de noter que nous avons eu des difficultés de régulation de température pour la mesure des deux amplificateurs LDMOS. En effet, nous avons observé des phénomènes d'hystérésis sur les caractéristiques des gains que l'on a pu atténuer en marquant des temps de pause prolongés entre les points de mesure en puissance.

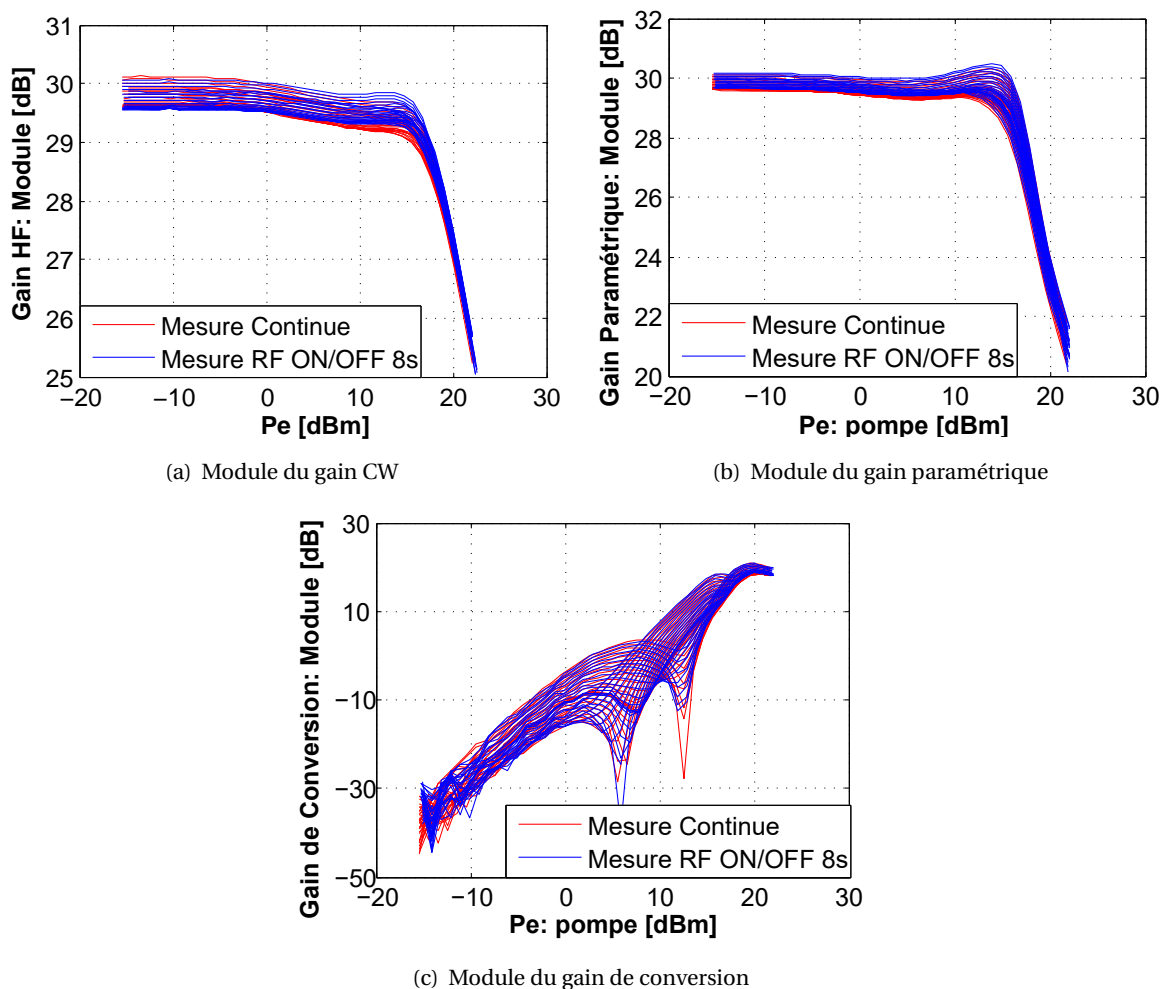


Figure 4.36 – Comparaison des caractéristiques pour des mesures à balayage continu et des mesures avec temps d'activation/pause : amplificateur Freescale A2I22D050N

La figure 4.36 compare respectivement pour l'amplificateur Freescale A2I22D050N (50W), les courbes de gain CW ainsi que les gains paramétrique et de conversion, pour une mesure en balayage continu, et une mesure avec des temps d'activation et de pause de 8s du signal RF. On observe des différences notables, vraisemblablement dues aux évolutions thermiques longues du pied de test. Selon la théorie du modèle TPM-NIM, ce serait les mesures avec temps d'activation et de pause prolongés qui seraient les plus indiquées pour l'extraction des noyaux. Malheureusement, les expériences menées ont montré que les temps d'activation/pause prolongés entraînent des oscillations (biais de raccordement entre point de puissance) non physiques prononcées sur les noyaux du modèle extrait. Ces dernières se sont avérées plus plus préjudiciables à la précision de la mémoire à long-terme. N'ayant pu maîtriser ce phénomène, par la suite tous les modèles

seront extraits à partir de mesures avec un balayage de puissance en continu, donc avec des effets thermiques non stabilisés.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en application la méthode de caractérisation indirecte développée au cours de cette thèse sur 3 véhicules de test significatifs. Le premier véhicule de test de faible puissance nous a permis, grâce à des procédures de calibration en puissance simplifiées, de vérifier que la méthode indirecte permet de produire avec exactitude les trois caractéristiques fondamentales nécessaires à l'identification du modèle TPM-NIM. En effet, les caractérisations réalisées à partir des mesures 3-tons sur un VNA à coût modéré ont été en très bon accord avec celles réalisées sur le banc haut de gamme NVNA. Par ailleurs, l'étude confirme que la méthode indirecte apporte une importante réduction de bruit dans la caractérisation en phase du gain de conversion de l'amplificateur. Les tests effectués sur les 2 autres véhicules de test de plus grandes puissances de sortie ont permis de conforter cet apport.

La caractérisation des amplificateurs de fortes puissances a cependant mis en lumière un défi important pour la caractérisation 3-tons. Celui-ci concerne la nécessité d'une précision accrue dans la mesure du gain de mélangeur 3-tons à écart de fréquences faibles, car c'est la différence des gains gauche et droit qui révèle les phénomènes de mémoire longue. Or, dans cette zone la différence des deux gains s'amointrit et devient sujette aux bruits de mesures. Un autre défi révélé est la difficulté de la régulation de la température pendant les différentes phases de balayage de puissance et de fréquence. Les évolutions longues de température ne sont pas le fait du comportement intrinsèque du PA, mais un paramètre du pied test, qu'il serait indispensable de soustraire des caractéristiques mesurées par un procédé qui reste à mettre en place.

Toutefois, pour évaluer la pertinence du modèle TPM-NIM extrait avec la méthode indirecte nous allons dans le prochain chapitre effectuer une comparaison de ses performances avec des modèles comportementaux plus couramment employés dans les simulateurs système.

Évaluation du modèle TPM-NIM

5.1 Introduction

Dans le premier chapitre nous avons présenté les deux modèles comportementaux classiques les plus courants, le modèle GMP (polynôme à mémoire généralisé) et le modèle DDRV (modèle de Volterra dynamique réduit). Ces deux modèles sont des simplifications du modèle de Volterra, formulés directement sous la forme de filtres non-linéaires à temps discret. La différence essentielle entre ces modèles et le modèle TPM-NIM également dérivé du modèle de Volterra provient du fait que le TPM-NIM est identifié à la base sous la forme de filtres non-linéaires à temps continu. Ce n'est qu'ensuite que les caractéristiques des filtres à temps continus sont explicitement discrétisés. L'objectif étant de limiter la sensibilité des coefficients des filtres discrets par rapport aux stimuli ayant servi à l'identification afin de généraliser l'utilisation du modèle.

Ce chapitre propose de confronter le modèle TPM-NIM extrait avec la méthode indirecte aux modèles GMP et DDRV sur différents critères de niveau système.

5.2 Comparaison avec d'autres modèles comportementaux

Dans ce qui suit, les modèles GMP et DDRV ont été extraits à partir du signal LTE, le stimulus le plus complexe à notre disposition. Nous avons considéré pour l'extraction une bande passante de signal de 40MHz, avec une puissance crête correspondant au point de compression de gain maximal considéré en caractérisation mono-porteuse. Ainsi, tous les modèles sont utilisés sur leur domaine de validité théorique. Les trois modèles (GMP, DDRV et TPM-NIM), extraits à partir de l'outil SCERNE, ont été soumis aux mêmes excitations; 2-tons équ-amplitude, 16 QAM, LTE et le pulse RF. Les comparaisons avec les mesures des amplificateurs caractérisés dans le chapitre 4 sont données dans les sections suivantes.

5.2.1 Amplificateur Darlington SiGe

5.2.1.1 Test de C/I3

Le premier véhicule de test présenté est l'amplificateur Avago 4543 utilisé avec une fréquence RF de 3GHz. La figure 5.1 confronte sur le critère de C/I3, les modèles GMP, DDRV et le TPM-NIM extrait

avec la méthode indirecte. Le signal 2-tons est balayé de 1.25MHz à 36MHz, pour une puissance moyenne variant de -20dBm à -3dBm. Sur l'ensemble des courbes, les deux modèles classiques optimisés sur le signal LTE ont plus de difficultés que le modèle TPM-NIM à reproduire les mesures de l'amplificateur. Ce résultat s'explique par l'éloignement des statistiques temporelles entre le signal bi-porteuse et le signal LTE avec lequel le GMP et DDRV ont été construits.

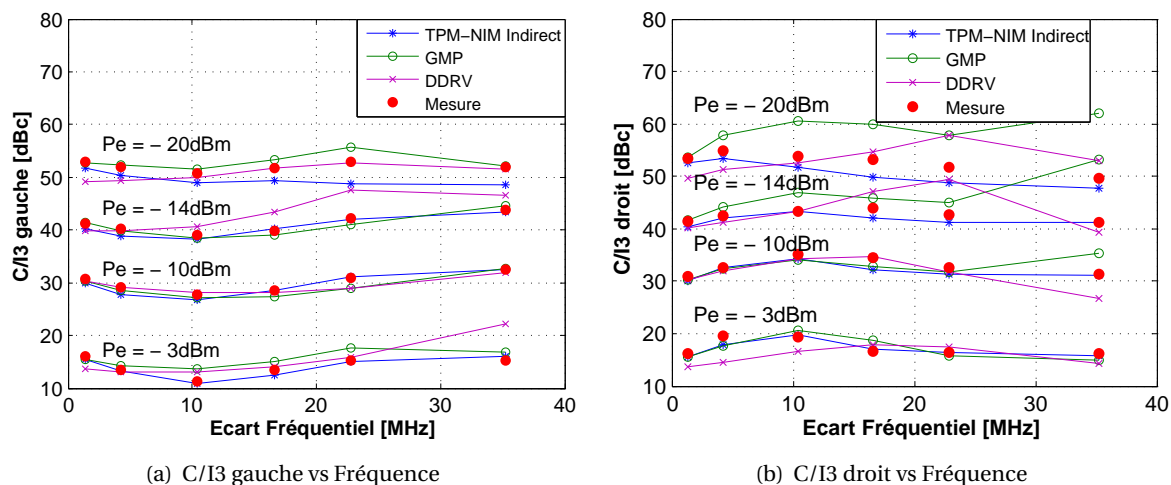


Figure 5.1 – Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Amplificateur Avago 4543

5.2.1.2 Test d'ACPR

Le second test consiste en une mesure d'ACPR réalisée en utilisant d'abord un signal de type 16 QAM, puis le signal LTE ayant servi à l'identification de GMP et du DDRV. Les résultats obtenus sont regroupés sur les figures 5.2 et 5.3, pour les signaux 16 QAM et LTE respectivement.

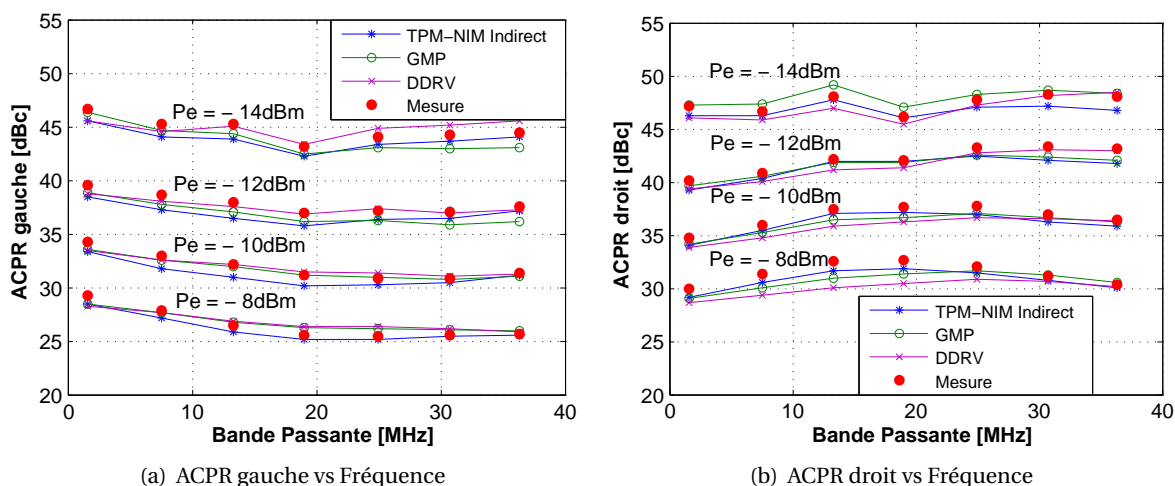


Figure 5.2 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal 16 QAM : Amplificateur Avago 4543

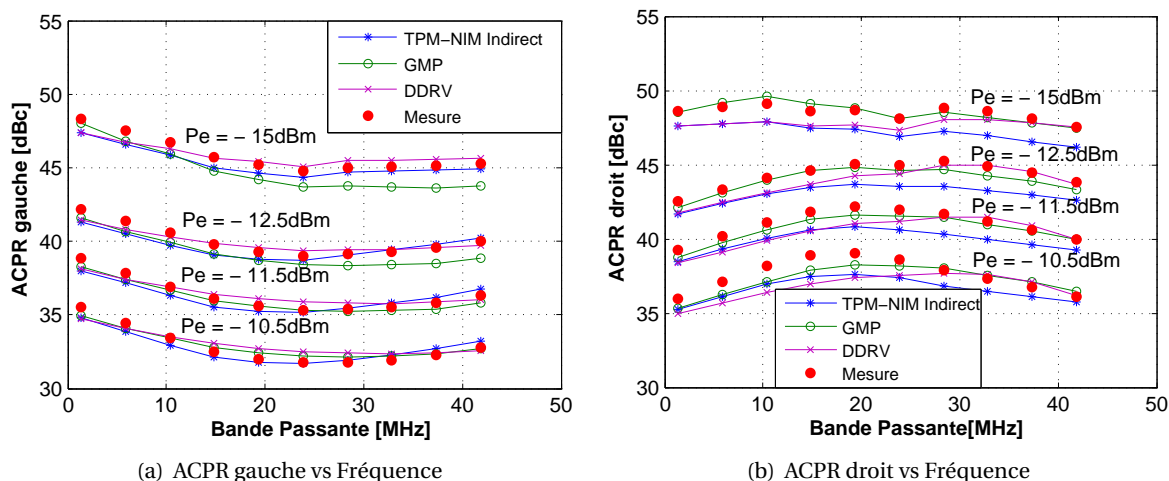


Figure 5.3 – Comparaison des modèles sur le critère d’ACPR avec un signal LTE : Amplificateur Avago 4543

Avec ces deux catégories de signaux, les trois modèles reproduisent avec un niveau de précision similaire les tendances des courbes mesurées sur l’ensemble du domaine de caractérisation. Le modèle TPM-NIM est toutefois légèrement plus proche de la mesure dans l’ensemble, ce qui montre ces capacités d’adaptation.

5.2.1.3 Test sur pulse RF

La figure 5.4 compare les 3 modèles à la mesure pour un un signal type pulse RF de rapport cyclique 50%, de période $2\mu\text{s}$ et de fréquence porteuse 3GHz. Dans la zone linéaire à moyennement linéaire ($P_e = -14\text{dBm}$ et $P_e = -10\text{dBm}$) les 3 modèles reproduisent correctement les mesures de l’amplificateur.

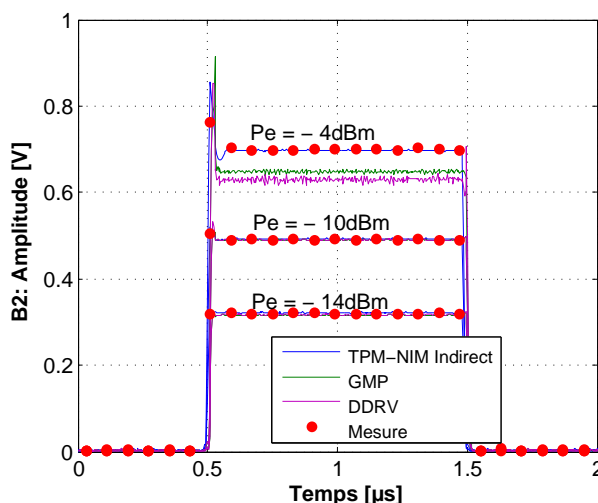


Figure 5.4 – Comparaison des modèles dans le cas d’un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne : Amplificateur Avago 4543

Cependant, en zone de compression les modèles GMP et DDRV décrochent progressivement. Pour $P_e = -4\text{dBm}$ ($\sim 2\text{dB}$ de compression) une erreur d’environ 7% est observée en régime permanent.

En revanche, les résultats du modèle TPM-NIM restent très satisfaisants à la fois dans la reproduction du régime établi et de la réponse transitoire.

Cette étude a montré la comparaison de 3 modèles extraits à partir de mesures sur un amplificateur de faible puissance. Ces derniers ont permis de reproduire assez fidèlement le comportement mesuré du DST pour différents stimuli. Notons toutefois, une certaine difficulté pour les modèles GMP et DDRV à reproduire les caractéristiques 2-tons tandis que le modèle TPM-NIM s'est montré plus polyvalent.

5.2.2 Amplificateur équilibré LDMOS, 17W

5.2.2.1 Test C/I3

Le second amplificateur testé est le Freescale MD7IC2012N (17W), fonctionnant autour de 2GHz. Sur la figure 5.5 sont représentées les courbes de C/I3 pour un écart fréquentiel variant de 2.5MHz jusqu'à 40MHz et une puissance balayée de -14dBm à 12dBm.

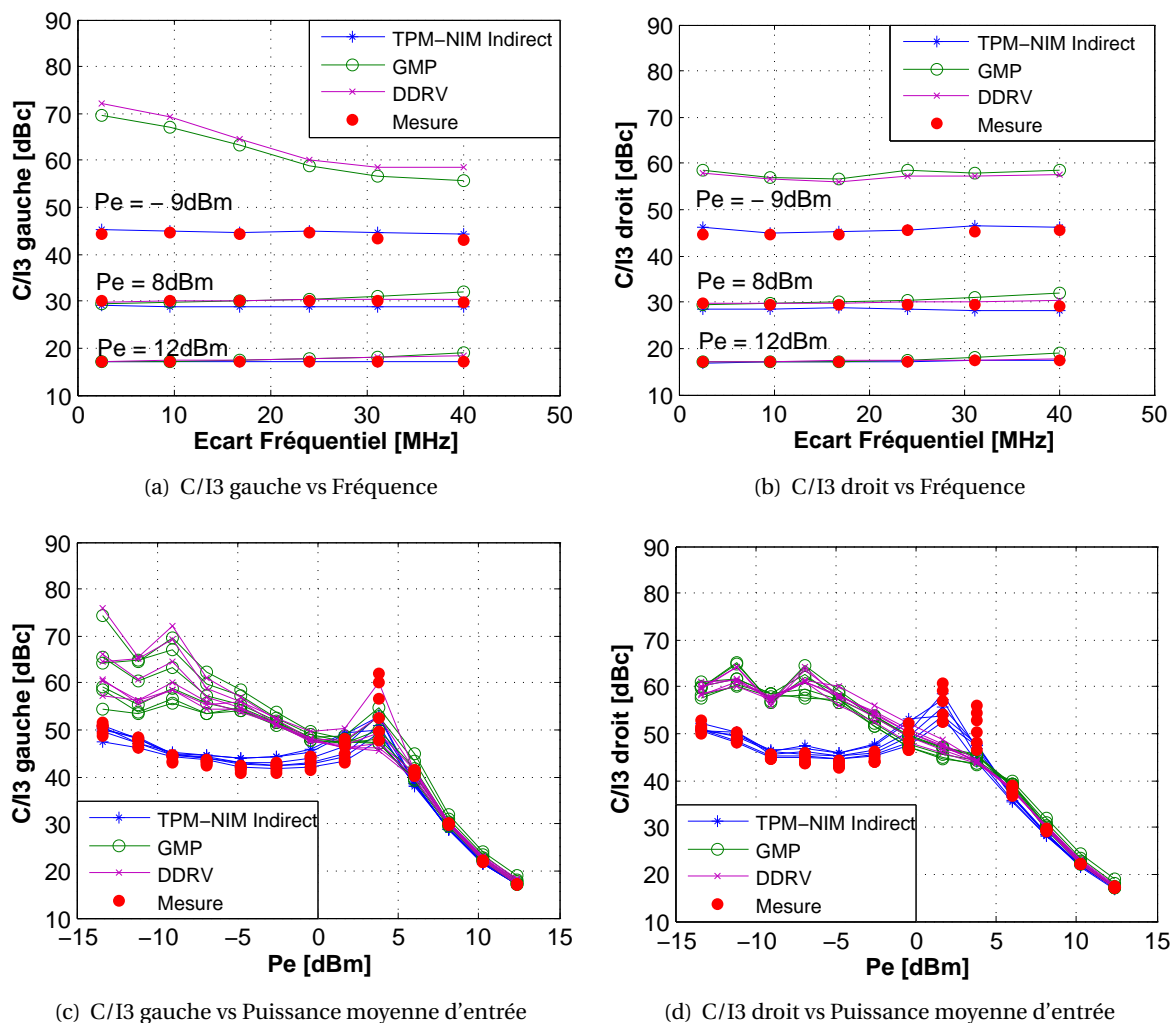


Figure 5.5 – Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Amplificateur Freescale MD7IC2012N

Comme dans le cas de l'amplificateur Avago, les deux modèles classiques ont plus de difficultés pour reproduire le critère de C/I3, notamment pour les faibles et moyennes puissances. Toutefois, à forte puissance ($P_e > 5\text{dBm}$), les trois modèles suivent les caractéristiques de C/I3 de manière semblable et satisfaisante. Sur cet amplificateur, le modèle TPM-NIM apporte un réel intérêt de prédiction du C/I3 par rapport aux modèles GMP et DDRV, principalement en régime linéaire et faiblement non-linéaire.

5.2.2.2 Test d'ACPR

Les figures 5.6 et 5.7 présentent les courbes d'ACPR pour un signal 16 QAM et LTE. Dans le cas du signal 16 QAM, les trois modèles ont un bon accord avec la mesure. Les modèles classiques ont un bon comportement pour ce stimulus car il existe des ressemblances entre le signal d'excitation et celui d'extraction. En ce qui concerne le signal LTE, les modèles GMP et DDRV sont légèrement meilleurs à saturation que le modèle TPM-NIM car ils sont utilisés sur leur stimulus d'extraction.

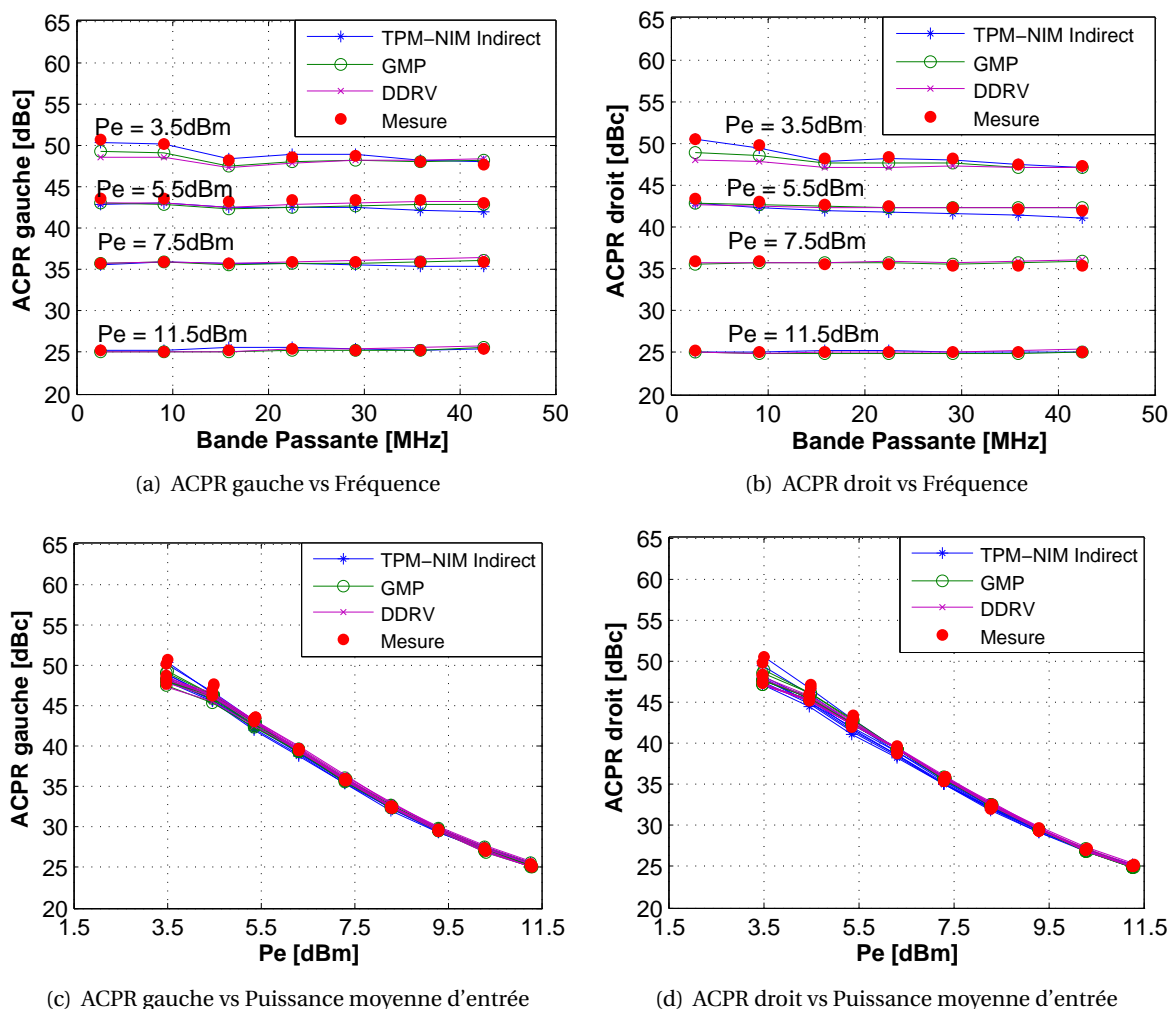


Figure 5.6 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal 16 QAM : Amplificateur Freescale MD7IC2012N

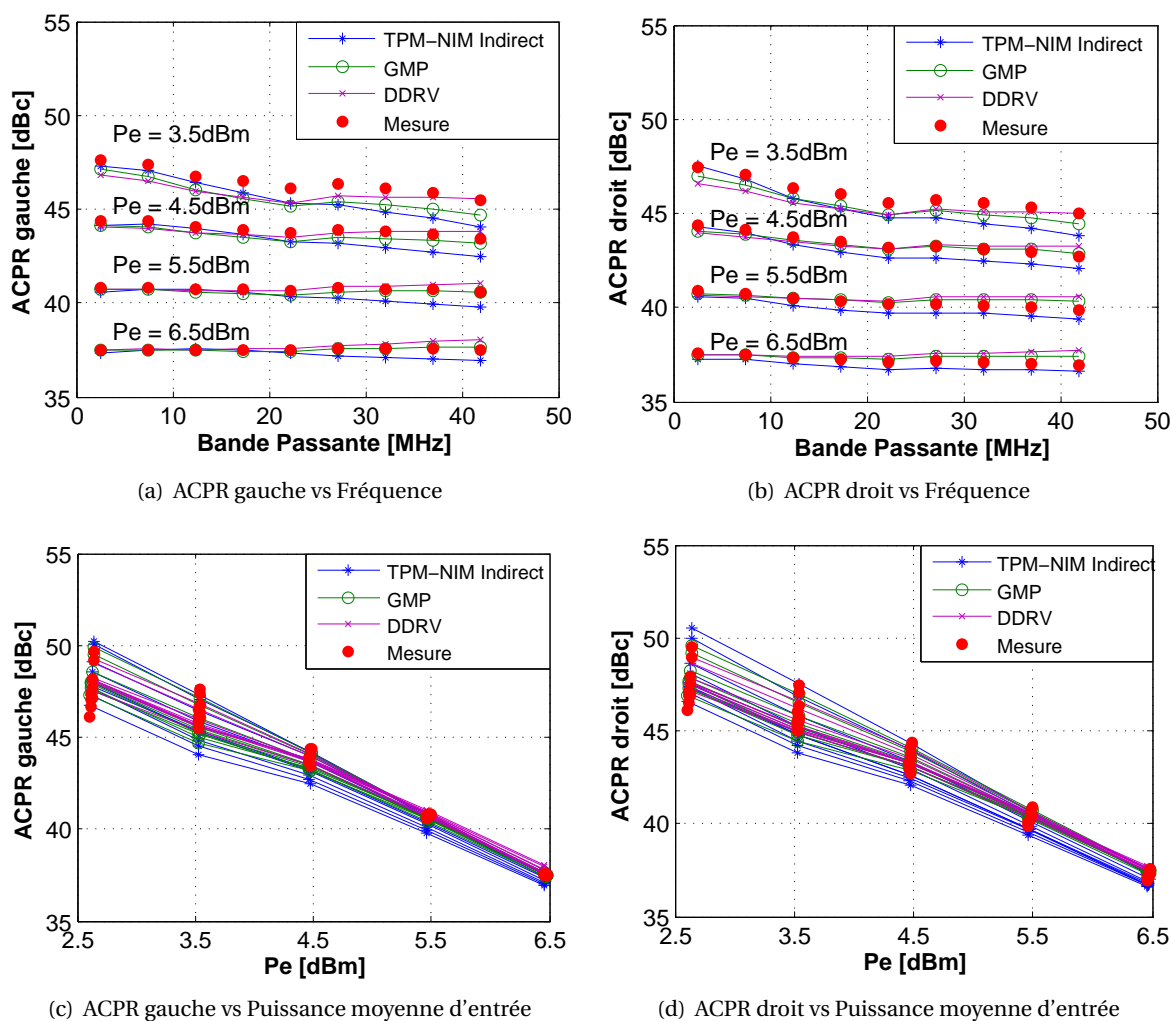


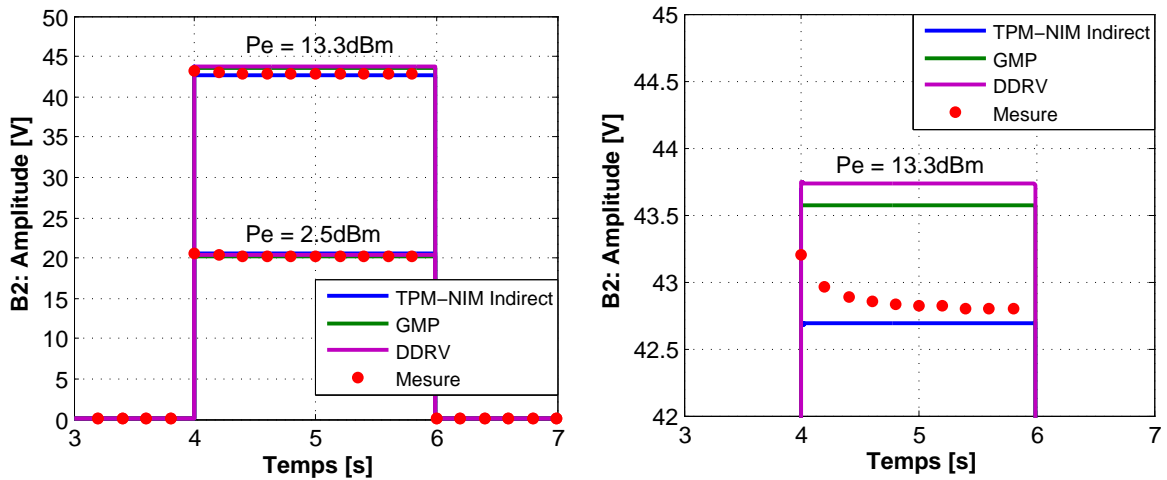
Figure 5.7 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal LTE : Amplificateur Freescale MD7IC2012N

5.2.2.3 Test sur pulse RF

Le test sur pulse RF est mené sur un signal de rapport cyclique 50% et de période 4s. Des courbes de comparaison paramétrées en puissances moyennes sont présentées sur la figure 5.8. A faible puissance, tous les modèles reproduisent correctement le régime permanent du pulse. A forte puissance cependant ($P_e=13.3\text{dBm}$ soit $\sim 3\text{dB}$ de compression), les modèles GMP et DDRV présentent un écart d'environ 1V avec la mesure, soit 20% de la valeur du régime établi. Le régime transitoire du pulse; qui ne résulte pas directement de l'amplificateur, mais plutôt du pied de test, introduit des temps de stabilisation longs du signal mesuré. Ces derniers n'ont pas pu être pris en compte par le modèle TPM-NIM, faute de maîtrise de la stabilisation thermique pendant la phase de caractérisation. Par ailleurs, les constantes de temps observées nécessitent une caractérisation BF pour des écarts de fréquence bien inférieurs au Hertz, ce qui est une limite avec les VNA actuels.

Le bilan de l'étude comparative sur cet amplificateur est similaire à celui de l'amplificateur précédent. C'est-à-dire que les trois modèles présentent un degré de précision comparable sur les

stimuli complexes et que cependant la précision du TPM-NIM est maintenue pour les signaux plus simples (signal bi-porteuse, pulse RF) sur toute la plage de fonctionnement, contrairement aux GMP et DDRV.



(a) Réponse des modèles à un signal pulsé

(b) Zoom sur la réponse des modèles pour le niveau de puissance le plus haut

Figure 5.8 – Comparaison des modèles dans le cas d'un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne : Amplificateur Freescale MD71C2012N

5.2.3 Amplificateur équilibré LDMOS, 50W

5.2.3.1 Test C/I3

Le dernier amplificateur testé est le Freescale A2I22D050N (50W) décrit au chapitre 4. La figure 5.9 montre une comparaison entre les modèles et la mesure sur le critère de C/I3 pour un écart fréquentiel balayé de 1MHz à 40MHz et une puissance moyenne variant de -8dBm à 18dBm. Tout comme pour les deux amplificateurs précédents, les trois modèles présentent des résultats comparables dans les régions de forte puissance (>1dB de compression) et pour des écarts de porteuse faibles (<20MHz). A l'extérieur de ce périmètre, le modèle TPM-NIM offre des résultats nettement meilleurs.

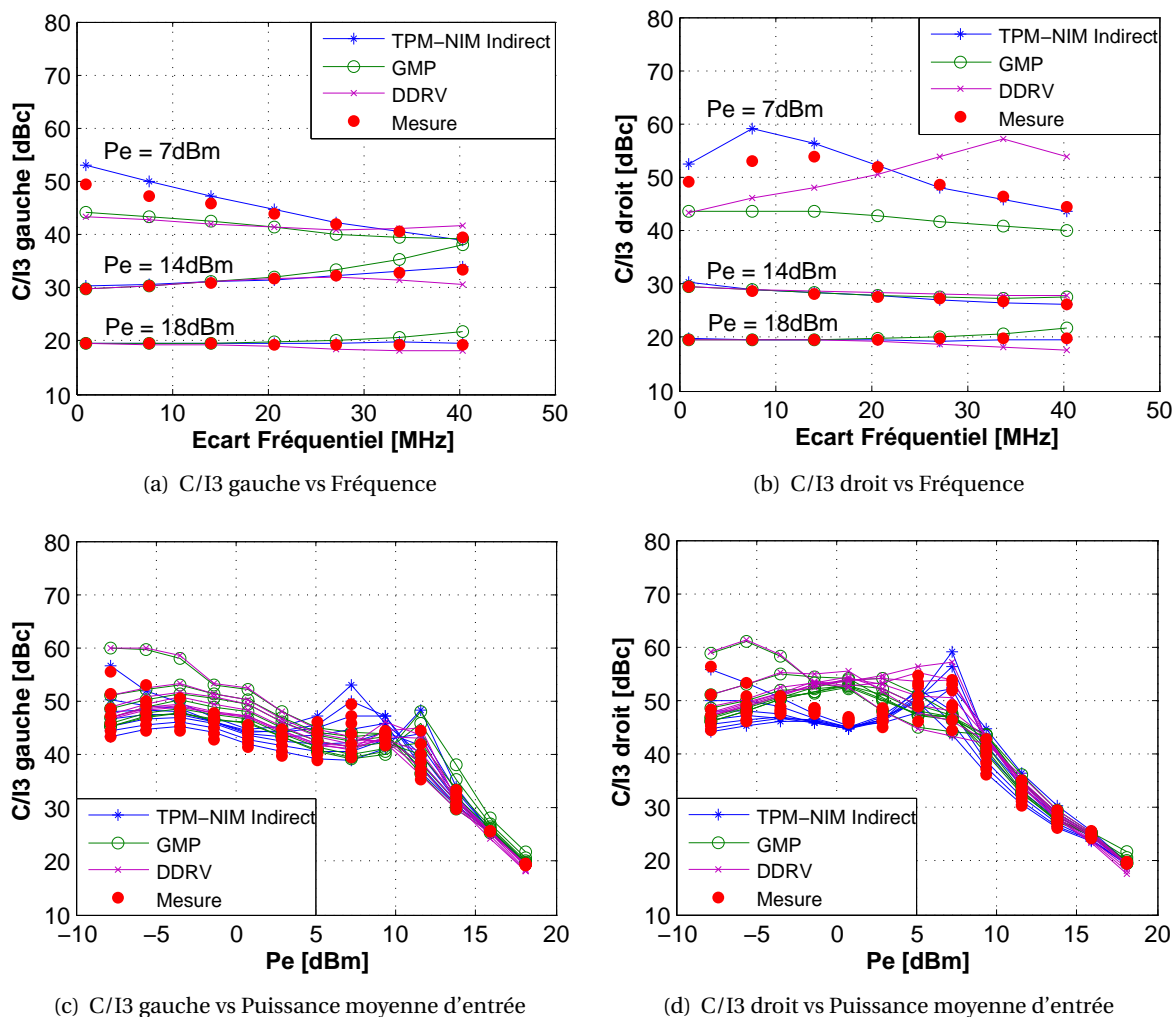
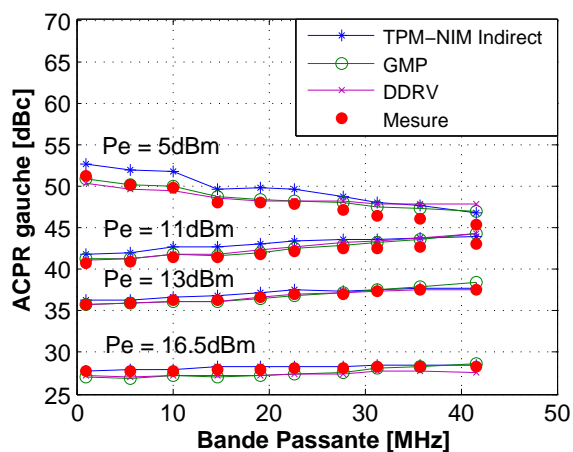


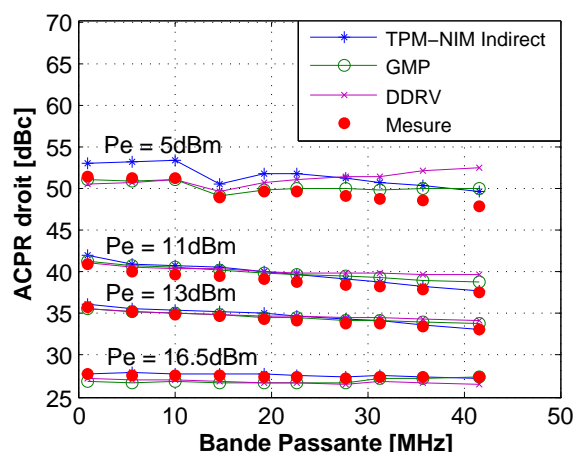
Figure 5.9 – Comparaison des modèles sur le critère de C/I3 : Amplificateur Freescale AD2I22D050N

5.2.3.2 Test d'ACPR

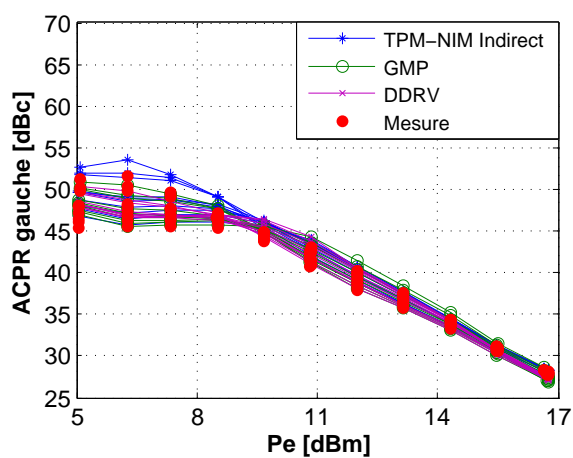
Sur les figures 5.10 et 5.11 sont présentées les courbes d'ACPR pour les signaux 16 QAM et LTE. Sur le scénario 16 QAM, les 3 modèles produisent des résultats similaires et satisfaisants. En revanche, dans le cas du signal LTE les deux modèles classiques montrent des résultats meilleurs, plus proches de la mesure, au fur et à mesure que la zone de saturation est approchée. Cette différence peut être attribuée au fait que le stimulus de mesure correspond à celui d'identification des modèles GMP et DDRV; mais également aux différences de calibration des récepteurs entre le banc d'identification (VNA) et celui de vérification (VSA) pour ce qui concerne le modèle TPM-NIM.



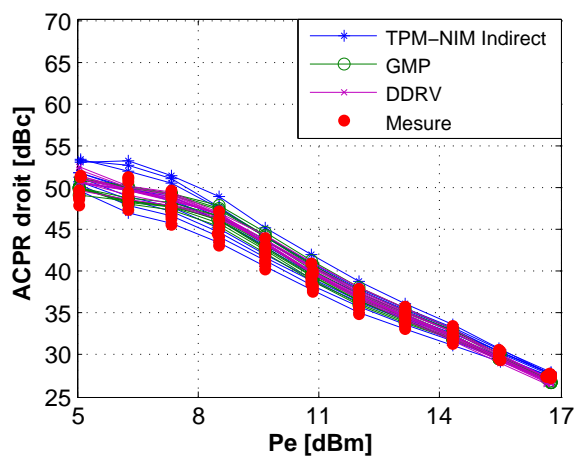
(a) ACPR gauche vs Fréquence



(b) ACPR droit vs Fréquence



(c) ACPR gauche vs Puissance moyenne d'entrée



(d) ACPR droit vs Puissance moyenne d'entrée

Figure 5.10 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal 16 QAM : Amplificateur Freescale AD2I22D050N

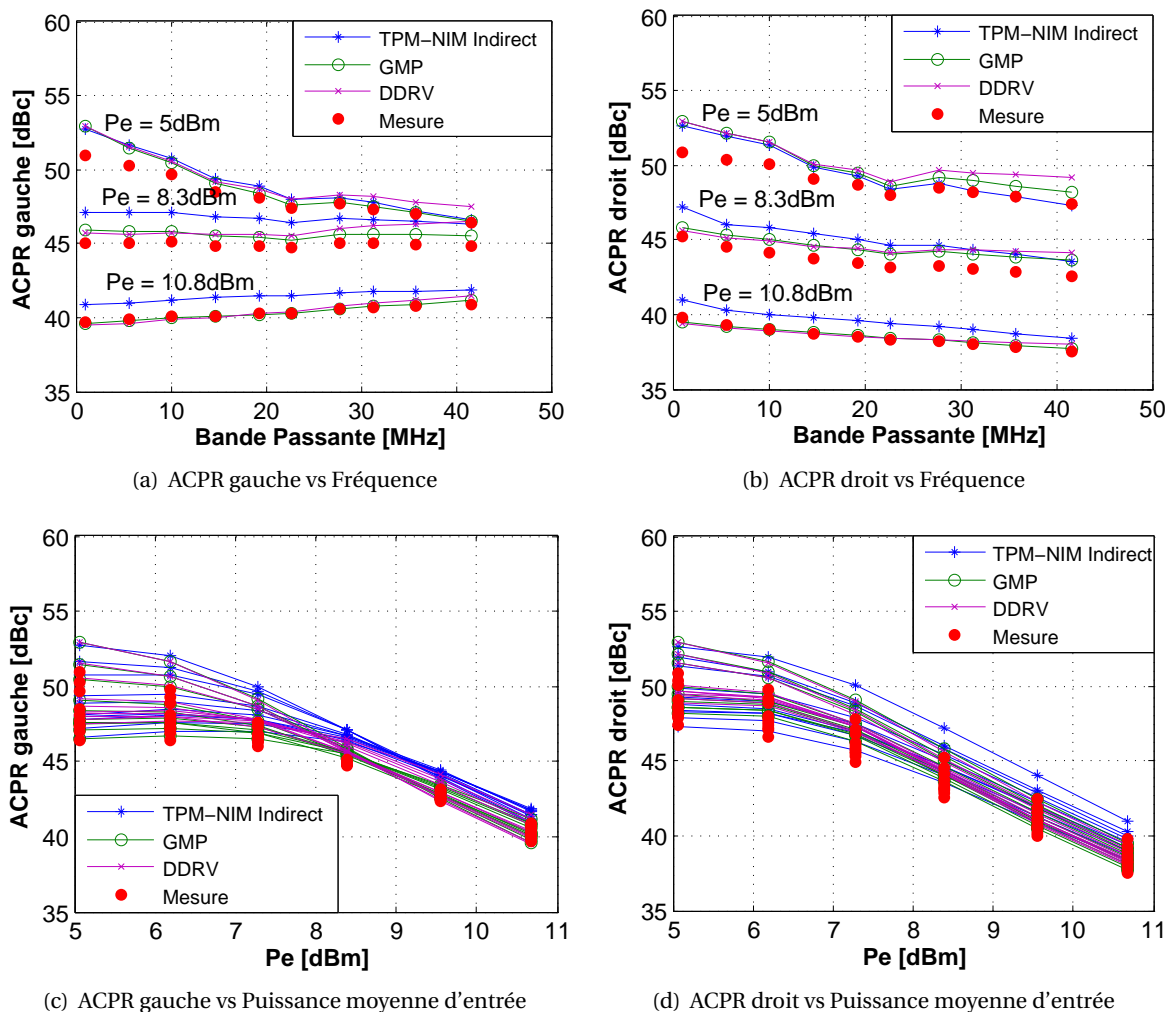


Figure 5.11 – Comparaison des modèles sur le critère d'ACPR avec un signal LTE : Amplificateur Freescale AD2I22D050N

5.2.3.3 Test sur pulse RF

Le dernier test est effectué avec un pulse RF de rapport cyclique 50% et de période 16s représenté sur la figure 5.12. Les comportements des modèles à faible et moyenne puissances ($P_e = 7\text{dBm}$ et $P_e = 12.5\text{dBm}$) sont semblables. Toutefois, à forte puissance ($P_e = 15.2\text{dBm}$) les modèles GMP et DDRV présentent des écarts avec la mesure d'environ 1.4V et 1.73V, respectivement, alors que l'écart du modèle TPM-NIM reste approximativement de 0.3V. Finalement, pour les raisons déjà évoquées précédemment, le régime transitoire du pulse n'a pas pu être pris en compte par le modèle TPM-NIM.

Le bilan sur ce troisième amplificateur est semblable au précédent. Le modèle TPM-NIM apporte de réelles perspectives d'extrapolation du modèle sur différents stimuli, mais par contre comme on peut le voir sur le signal LTE, cela nécessite une bonne maîtrise du comportement thermique de l'amplificateur en phase de caractérisation, ce qui n'a pas été possible de réaliser de façon satisfaisante avec l'équipement disponible.

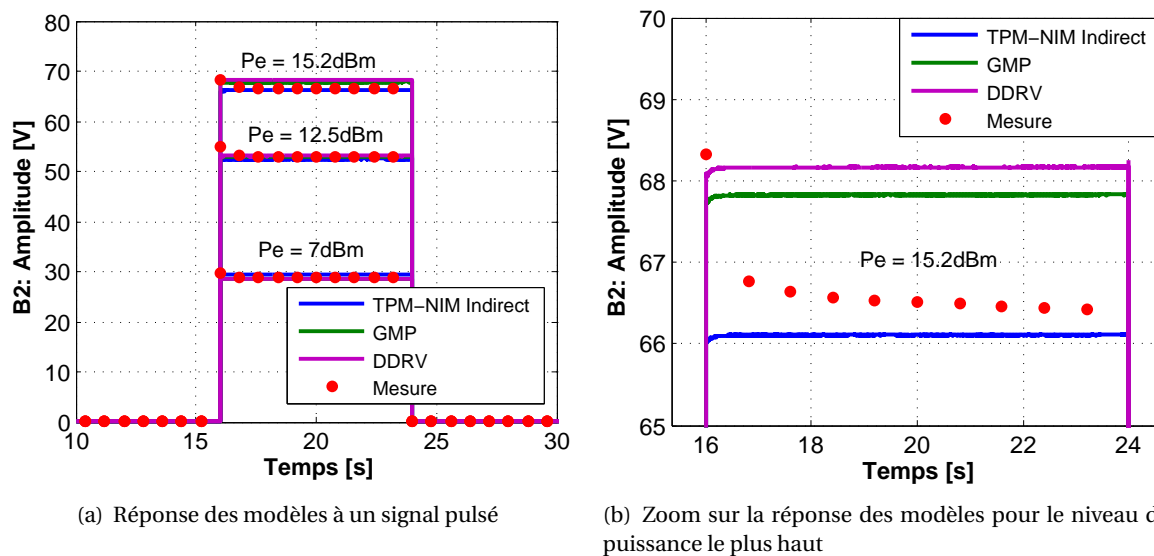


Figure 5.12 – Comparaison des modèles dans le cas d’un signal pulsé pour différents niveaux de puissance moyenne : Amplificateur Freescale AD2I22D050N

5.3 Conclusion

Au cours de ce chapitre, une comparaison du modèle TPM-NIM a été faite avec les deux modèles classiques, le GMP et le DDRV. Ceci a mis en évidence une meilleure aptitude du modèle TPM-NIM à la généralisation, que ce soit avec des signaux simples ou complexes. Cependant, on observe en règle générale un accord relativement bon accord entre les 3 modèles, sur les 3 amplificateurs. Contrairement à notre attente, les performances du modèle TPM-NIM ne sont bien meilleures que pour le signal deux tons, mais ont tendances à décroître pour les deux signaux modulés, à forte puissance sur les PA LDMOS. L’une des causes à cela réside vraisemblablement dans les difficultés de régulation thermique lors de la caractérisation du TPM-NIM. L’autre cause est à trouver dans les différences de calibrations des récepteurs entre la caractérisation (VNA) et la vérification (VSA). Les deux modèles classiques, GMP et DDRV, sont quant à eux caractérisés et vérifiés avec le même récepteur. La poursuite de cette étude sur d’autres architectures d’amplificateur, notamment Doherty est en cours pour avoir de plus amples enseignements. De même, à cause de certains problèmes de simulations nous n’avons pas pu effectuer de tests d’EVM pour nous renseigner sur les distorsions au sein du canal. Enfin, par faute de temps, nous n’avons pas pu tester des signaux avec des fréquences de porteuse non centrées.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont porté sur le développement de nouvelles méthodologies de mesure pour la caractérisation d'amplificateurs de puissance en vue de l'établissement de modèles comportementaux. Des travaux importants ont été menés ces dernières années sur les modèles comportementaux de non-linéarité à mémoire dans les systèmes RF au laboratoire XLIM. Ceux-ci ont abouti à une architecture innovante et prometteuse connue sous le nom de modèle TPM-NIM (Two-Path Memory Nonlinear Integral Model). Cependant, si le potentiel théorique conféré par cette architecture est très important, la mise en pratique reste délicate car elle requiert une instrumentation micro-onde très précise (grande dynamique et large bande de mesure). De tels instruments commencent à être disponibles sur le marché mais à des prix encore élevés, hors de portée de la majorité des concepteurs. Le travail a consisté en l'étude de principes de mesures originaux qui permettraient de faire l'acquisition de données de bonnes qualités à partir d'instruments courants moins onéreux.

Les amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de communications actuels évoluent vers des architectures de plus en plus complexes permettant d'atteindre des niveaux de performance toujours plus élevés. Les points clés pour l'amplification d'un signal modulé sont la linéarité (respect de l'intégrité du signal amplifié) et le rendement (ratio entre la puissance utile et la puissance consommée). Ces deux critères sont antagonistes et de nombreuses recherches en cours portent sur la façon d'obtenir les meilleurs compromis entre ces deux objectifs. Ainsi, dans le premier chapitre nous avons introduit les figures de mérite permettant d'évaluer la qualité du système amplificateur dans les différentes zones de fonctionnement. Les effets dispersifs non-linéaires des amplificateurs de puissance ainsi que leurs origines ont également été résumés. Par ailleurs, la conception d'un système de communication passe par l'utilisation de logiciels de simulation de systèmes avancés. Ces derniers se basent sur l'utilisation de modèles comportementaux précis. Des modèles tenant compte des effets de mémoire non-linéaire ont été présentés en fin de chapitre. Les modèles optimisés qui sont destinés à être utilisés avec le signal ayant servi à leur propre extraction. Puis le modèle TPM-NIM plus généraliste mais qui ne dispose pas à ce jour de plateforme de caractérisation RF.

Dans la seconde partie de ce chapitre nous avons présenté les principaux récepteurs de mesure RF utilisés en instrumentation. Partant de cette étude, il ressort que le NVNA qui est un équipement haut de gamme, dispose des meilleures propriétés pour extraire expérimentalement le modèle TPM-

NIM. L'application de cette instrument sur deux véhicules de test a mis en lumière une difficulté de mise au point d'un étalon de phase absolue, pour qu'il soit précis, et présente en même temps une grande résolution fréquentielle et une grande largeur de bande.

Pour tenter de pallier à ce problème, un autre principe d'identification dit indirect a été proposé dans le chapitre 3. Il requiert l'utilisation d'un signal 3 tons à faible indice de modulation pour l'identification de la mémoire longue. Nous avons à cet effet développé un banc de caractérisation dédié associant une source VSG à un récepteur de type VNA classique. Les deux points marquants de ce banc sont d'une part la possibilité de générer un signal d'excitation 3-tons avec contrôle précis de phase, et d'autre part l'absence de nécessité d'étalon de phase dans le récepteur qui nous permet d'utiliser un VNA classique. Ce qui permet de réduire le coût total des équipements.

Ensuite, dans le chapitre 4 nous avons mis en application la nouvelle méthode de caractérisation sur trois véhicules de test significatifs, puis comparé les résultats obtenus avec la méthode précédente. Il ressort de cette étude que le principe d'identification indirecte réduit de façon importante le bruit dans la caractérisation en phase du gain de conversion et ainsi valide la méthode. La caractérisation 3-tons a toutefois mis en évidence, sur les deux amplificateurs de plus forte puissance, des difficultés à la fois de caractérisation pour de faibles écarts de fréquence et de régulation thermique due aux pieds de test des PAs.

Enfin, dans le chapitre 5 nous avons comparé le modèle TPM-NIM avec les deux modèles classiques, le GMP et le DDRV, ce qui a permis de mettre en avant sa polyvalence et également les défis qu'il continue à poser.

Perspectives

Comme perspective de poursuite de ce travail, nous pouvons rappeler que le modèle TPM-NIM pour lequel nous avons étudié une des méthodes de caractérisation est essentiellement un modèle à réponse impulsionnelle non-linéaire. La méthode de caractérisation que nous avons étudiée se sert du principe d'équivalence de l'intégrale de Fourier, entre la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, pour la caractérisation physique du dispositif. Cette approche apparait dans un premier temps la plus adéquate du fait que les instruments de mesure RF les plus courants caractérisent principalement des fonctions de transfert. Cependant, nous avons vu également que le passage de la fonction de transfert, en l'occurrence ici le gain paramétrique et le gain de conversion, vers la réponse impulsionnelle nécessite une précision de mesure accrue. Une méthode alternative consiste à mesurer directement la réponse impulsionnelle non-linéaire. Cette dernière nécessite en revanche des instruments de mesures temporels très large bande, qui sont actuellement en forte progression. Nous avons au cours de ce travail commencé à explorer cette direction, qui mériterait d'être poursuivie.

Une autre perspective de ce travail est l'application du banc de caractérisation que nous avons mis au point pour l'étude de modèles de prédistorsion numérique. En effets, les mêmes données de caractérisations de l'amplificateur permettent l'identification du modèle TPM-NIM du PA et de son prédistorteur. Un travail de thèse est actuellement en cours à XLIM dans cette direction.

Enfin, un travail sur les méthodes d'étalonnage en température pour séparer le modèle intrinsèque de PA des effets du pied de test est indispensable à mettre en place pour la suite de ces modèles comportementaux. Un autre travail de thèse est également en cours à XLIM dans cette direction. Les évolutions lentes de température ne sont pas le fait du comportement intrinsèque du PA, mais un paramètre du pied test, qu'il serait indispensable de soustraire des caractéristiques mesurées par un procédé qui reste à mettre en place.

Bibliographie

- [1] P. M. Lavrador, T. R. Cunha, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, "The linearity-efficiency compromise," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 5, pp. 44–58, Aug 2010.
- [2] S. A. Maas, "Third-order intermodulation distortion in cascaded stages," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 6, pp. 189–191, Jun 1995.
- [3] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 11, pp. 1715–1720, November 1981.
- [4] Y. Zhu, J. K. Twynam, M. Yagura, M. Hasegawa, T. Hasegawa, Y. Eguchi, A. Yamada, E. Suematsu, K. Sakuno, H. Sato, and N. Hashizume, "Analytical model for electrical and thermal transients of self-heating semiconductor devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, pp. 2258–2263, Dec 1998.
- [5] F. Filicori, G. Vannini, A. Santarelli, A. M. 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.
- [6] N. L. Gallou, J. M. Nebus, E. Ngoya, and H. Buret, "Analysis of low frequency memory and influence on solid state hpa intermodulation characteristics," in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, vol. 2, May 2001, pp. 979–982 vol.2.
- [7] 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.
- [8] E. Ngoya and R. Larcheveque, "Envelop transient analysis : a new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems," in *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, June 1996, pp. 1365–1368 vol.3.
- [9] F. X. Estagerie, A. Bennadji, T. Reveyrand, S. Mons, R. Quere, L. Constancias, and P. L. Helleye, "Implementation of a behavioral model of sspas taking into account mismatches for efficient system simulation of modern aesa," in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Dec 2007, pp. 1–4.
- [10] J. Verspecht, D. Gunyan, J. Horn, J. Xu, A. Cognata, and D. E. Root, "Multi-tone, multi-port, and dynamic memory enhancements to phd nonlinear behavioral models from large-signal measurements and simulations," in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, June 2007, pp. 969–972.

- [11] C. Maziere, D. Gapillout, A. Xiong, and T. Gasselting, "High efficiency doherthy power amplifier design using enhanced poly-harmonic distortion model," in *2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, Nov 2015, pp. 1–5.
- [12] N. Wiener, *Nonlinear Problems in Random Theory*, ser. Technology Press research monographs. Technology Press of Massachusetts Institute of Technology, 1958. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=nRQJAQAIAAJ>
- [13] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*. Melbourne, FL, USA : Krieger Publishing Co., Inc., 2006.
- [14] J. Kim and K. Konstantinou, "Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, pp. 1417–1418, Nov 2001.
- [15] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. 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.
- [16] F. Filicori, G. Vannini, and V. A. Monaco, "A nonlinear integral model of electron devices for hb circuit analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 7, pp. 1456–1465, Jul 1992.
- [17] E. Ngoya, N. L. Gallou, J. M. Nebus, H. Buret, and P. Reig, "Accurate rf and microwave system level modeling of wideband nonlinear circuits," in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, vol. 1, June 2000, pp. 79–82 vol.1.
- [18] A. Zhu and T. J. Brazil, "Behavioral modeling of rf power amplifiers based on pruned volterra series," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 563–565, Dec 2004.
- [19] A. Zhu, J. C. 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.
- [20] C. Yu, X. W. Zhu, and A. Zhu, "Digital predistortion for wideband wireless transmitters with carrier aggregation," in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, vol. 1, Dec 2015, pp. 1–1.
- [21] N. L. Gallou, "Modélisation par séries de volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2001.
- [22] A. Soury, "Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2002.
- [23] 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.
- [24] C. Quindroit, "Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.

- [25] 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.
- [26] C. Maziere, A. Soury, E. Ngoya, and J. M. Nebus, "A system level model of solid state amplifiers with memory based on a nonlinear feedback loop principle," in *2005 European Microwave Conference*, vol. 1, Oct 2005, pp. 4 pp.–.
- [27] E. Ngoya, C. Quindroit, and J. M. Nebus, "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.
- [28] P. Gilabert, G. Montoro, and E. Bertran, "On the wiener and hammerstein models for power amplifier predistortion," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, vol. 2, Dec 2005, pp. 4 pp.–.
- [29] G. F. Engen, "The six-port reflectometer : An alternative network analyzer," in *1977 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1977, pp. 44–46.
- [30] B. Huyart, "Réalisation d'un analyseur de réseau six portes dans la bande de fréquences 2 18 ghz," Ph.D. dissertation, ENST Paris, 30 juin 1986.
- [31] E. Bergeault, "Etude et réalisation d'un analyseur de réseau six portes dans la bande de fréquence 1 18 ghz," Ph.D. dissertation, ENST Paris, 15 janvier 1991.
- [32] J. Crawford, *Frequency Synthesizer Design Toolkit*, ser. Artech House microwave library. Artech House, 1994. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=rc1cOwAACAAJ>
- [33] G. Vendelin, A. Pavio, and U. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*. Wiley, 2005. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=fX3N9cB-Zn0C>
- [34] National Instruments, "Introduction to network analyzer measurements : Fundamentals and background," www.ni.com/rf-academy.
- [35] I. S. Branch, "Principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux vectoriel," Enseiht, Tech. Rep., 2002.
- [36] A. Ferrero and U. Pisani, "Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru'," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, no. 12, pp. 505–507, Dec 1992.
- [37] K. J. Silvonon, "A general approach to network analyzer calibration," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 4, pp. 754–759, Apr 1992.
- [38] W. V. Moer and Y. Rolain, "A large-signal network analyzer : Why is it needed?" *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 6, pp. 46–62, 2006.
- [39] P. Blockley, D. Gunyan, and J. B. Scott, "Mixer-based, vector-corrected, vector signal/network analyzer offering 300khz-20ghz bandwidth and traceable phase response," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, June 2005, pp. 4 pp.–.
- [40] D. Gunyan and Y.-P. Teoh, "Characterization of active harmonic phase standard with improved characteristics for nonlinear vector network analyzer calibration," in *2008 71st ARFTG Microwave Measurement Conference*, June 2008, pp. 1–7.

- [41] D. F. Williams, P. D. Hale, T. S. Clement, and J. M. Morgan, "Calibrating electro-optic sampling systems," in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, vol. 3, May 2001, pp. 1527–1530 vol.3.
- [42] Agilent, "Vector signal analysis basics," *application note 150 - 15*, 2004.
- [43] Rhodes&Schwarz, "Firmware option vector signal analysis," *operating manual*.
- [44] —, "Implementation of real time spectrum analysis," *White paper*.
- [45] P. Technology, "Introduction to sampling scopes," *PSE-PRIGGEN SPECIAL ELECTRONIC PRIGGE*, 2010.
- [46] "Xyzs of oscilloscopes," *Tecktronix*.
- [47] K.ElAkhdar, "Contribution à la mesure temporelle calibrée ultra-large bande de multipôles non linéaires microondes," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2013.
- [48] L. Ayari, "Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes rf non-linéaires." Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2016.
- [49] J. Sachs, *Handbook of Ultra-Wideband Short-Range Sensing : Theory, Sensors, Applications*. Wiley, 2013. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=l3yy8BSdqp0C>
- [50] G. N. Stenbakken and J. P. Deyst, "Comparison of time base nonlinearity measurement techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 1, pp. 34–39, Feb 1998.
- [51] "Dsa8300 sampling oscilloscope | tektronix," [Online]. Available : <http://www.tek.com/oscilloscope/dsa8300-sampling-oscilloscope>.
- [52] LecroyCorp., "Coherent interleaving sampling," *WO/2006/086257Aug-2006*.
- [53] Keysight, "Keysight 2-port and 4-port pna-x network analyser," *Technical Overview*, 2016.
- [54] R. Ouhachi, "Mise en oeuvre d'un banc de caractérisation non-linéaire dans le domaine fréquentiel pour l'analyse de transistor hbt si/sige :c," Ph.D. dissertation, Université de Lille 1, 2012.
- [55] Microcircuits, "Coaxial amplifier zhl 4240+," *datasheet*.
- [56] DiTomMicrowave, "Circulator d3c2060," *datasheet*.
- [57] MarkiMicrowave, "Directional coupler c20-0r6212," *datasheet*, 2011.
- [58] Keysight, "U9391c/f/g comb generators," *Technical Overview*, 2016.
- [59] C. Quindroit, E. Ngoya, G. Neveux, and J. M. Nébus, "Experimental setup for the extraction of power amplifier dynamic volterra model and design of digital baseband predistorter," in *The 40th European Microwave Conference*, Sept 2010, pp. 715–718.
- [60] D. Gapillout, C. Maziere, E. Ngoya, and S. Mons, "A reliable methodology for experimental extraction of power amplifier dynamic volterra model," in *2015 Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC)*, Oct 2015, pp. 1–3.
- [61] AgilentTechnologies, "Signal generation back to basics," *Agilent Back to Basics*.

- [62] —, “Signal source basics,” *Agilent Back to Basics*.
- [63] —, “The abc’s of arbitrary waveform generation,” *Application Note*.
- [64] CopperMountainTechnologies, “Planar 814/1 vector network analyser,” *Data Sheet*.
- [65] NationalInstruments, “Ni pxie-5646r reconfigurable 6 ghz rf vector signal transceiver with 200 mhz bandwidth,” *DEVICE SPECIFICATIONS*, 2016.
- [66] —, “Qu’est-ce qu’un vst (transcepteur de signaux vectoriel)?” <http://www.ni.com/white-paper/14027/fr/>, 2012.
- [67] T. Tasner, D. Lovrec, F. Tasner, and J. Edler, “Comparison of labview and matlab for scientific research,” *Annals of the Faculty of Engineering Hunedoara*, vol. 10, no. 3, p. 389, 2012.
- [68] D. Rytting, “Network analyzer error models and calibration methods,” *Agilent Technologies*.
- [69] A. Ferrero and U. Pisani, “Qsolt : A new fast calibration algorithm for two port s parameter measurements,” in *38th ARFTG Conference Digest*, vol. 20, Dec 1991, pp. 15–24.
- [70] J. V. Butler, D. Rytting, M. F. Iskander, R. Pollard, and M. V. Bossche, “16-term error model and calibration procedure for on wafer network analysis measurements (mmics),” in *1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, July 1991, pp. 1125–1127 vol.3.
- [71] H. J. Eul and B. Schiek, “Reducing the number of calibration standards for network analyzer calibration,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 4, pp. 732–735, Aug 1991.
- [72] J. Dunsmore, *Handbook of Microwave Component Measurements : with Advanced VNA Techniques*. Wiley, 2012. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=GdDrTH8YE1kC>
- [73] 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.
- [74] D. A. Frickey, “Conversions between s, z, y, h, abcd, and t parameters which are valid for complex source and load impedances,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 2, pp. 205–211, Feb 1994.
- [75] AvagoTechnologies, “Ada-4543 silicon bipolar darlington amplifier,” *Data Sheet*, 2006.
- [76] ARCEP, “De nouvelles fréquences pour les territoires, les entreprises, la 5g et l’innovation,” *Consultation Publique*, 2017.
- [77] FreescaleSemiconductor, “Md7ic2012n rf ldmos wideband integrated power amplifiers,” *Technical Data*, 2013.
- [78] —, “Ad2i22d050n rf ldmos wideband integrated power amplifiers,” *Technical Data*, 2015.

Publications et communications relatives à ce travail

D.Gapillout, C.Mazière, "Modeling RF Complex Circuits for Accurate System Simulation", Workshop on "RF to/from Bits : Challenges in High Frequency Mixed Signal Measurements and Design", *IEEE Int. Microwave Symp.*, 89th, Honolulu, Jun. 2017

E.Ngoya, D.Gapillout, S.Mons, "Challenges for Nonlinear Memory Characterization and Modeling in Broadband PA Applications", Workshop on "Novel 5G Applications of Nonlinear Vector Network Analyzer for Broadband Modulation and Millimeter Wave Characterization", *ARFTG*, 89th, Honolulu, Jun. 2017

K.El-Akhdar, D.Gapillout, C.Mazière, S.Mons, E.Ngoya, "A Phase Reference Standard Free Setup for Identification Two-path Memory Model of Wideband Power Amplifier", *ARFTG Conference*, 89th, Honolulu, Jun. 2017

D. Gapillout and C. Mazière and E. Ngoya and S. Mons, "A reliable methodology for experimental extraction of power amplifier dynamic volterra model," in *2015 Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC)*, Taormina, Oct 2015, pp. 1–3.

Développement de bancs de tests dédiés à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance RF et micro-ondes

Résumé : Le travail présenté dans ce manuscrit a pour objet l'étude et le développement d'un banc de caractérisation généraliste appliqué à l'extraction du modèle comportemental d'amplificateur TPM-NIM (Two-Path Memory Nonlinear Integral). Ce modèle qui dispose d'une des architectures les plus abouties au laboratoire XLIM requiert une instrumentation microonde haut de gamme, très onéreuse, hors de portée de la majorité des concepteurs pour sa mise en œuvre expérimentale. L'objectif est donc de proposer des principes de mesure originaux permettant d'identifier le modèle TPM-NIM avec une instrumentation standard. Dans ces travaux, deux bancs sont présentés : tout d'abord, un banc de caractérisation développé autour d'une instrumentation de pointe disposant des meilleures propriétés pour extraire le modèle. Puis, un banc construit autour d'une instrumentation standard mais incluant des méthodes de traitement et de mesure novatrices. Ces deux bancs ont été utilisés avec plusieurs véhicules de tests et il ressort que le second permet de diminuer le bruit des mesures de phase tout en réduisant le coût total des équipements. Enfin, une dernière partie est consacrée à la comparaison du modèle TPM-NIM avec deux modèles comportementaux classiques mettant en avant sa polyvalence.

Mots clés : amplificateur de puissance, modélisation comportementale, séries de Volterra, mémoire non-linéaire, banc de mesure, NVNA, VNA.

Development of test benches dedicated to the behavioral modeling of RF and microwave power amplifiers

Abstract : The work presented in this manuscript is devoted to the study and development of a general characterization bench applied to the extraction of the TPM-NIM (Two-Path Memory Nonlinear Integral) amplifier behavioral model. This model, has one of the most advanced architectures at the XLIM laboratory. It requires a high-end microwave instrumentation, overpriced and beyond reach for most of the designers for its experimental implementation. The aim is to propose some original measurements principles allowing the TPM-NIM model's identification with a standard instrumentation. Two benches are presented in these works : firstly, a characterization bench, developed using a high performance instrumentation with the best properties to extract the model. Then, a bench, built with a standard instrumentation but through innovative processing and measurement methods. These two benches have been used with several test vehicles and it appears that the second one decreases the noise of phase measurements while reducing the equipment's total cost. Finally, a last part is dedicated to the comparison of the TPM-NIM model with two classic behavioral models by emphasizing its versatility.

Keywords : power amplifier, behavioral modeling, Volterra series, nonlinear memory, measurement setup, NVNA, VNA.

LABORATOIRE XLIM - UMR CNRS n°7252
123, Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES

