

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGÉNIERIE POUR  
L'INFORMATION

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

*Laboratoire : XLIM*

*Equipe : C<sub>2</sub>S<sub>2</sub>*

Année : 2011

Thèse N°46-2011.

## Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

*Wilfried DEMENITROUX*

Le 21 octobre 2011

***CARACTERISATION AVANCEE ET NOUVELLES METHODOLOGIES DE  
MODELISATION DES TECHNOLOGIES GAN POUR LA CONCEPTION  
D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE ET HAUT  
RENDEMENT AUX FREQUENCES RF ET MICROONDES***

Thèse dirigée par Michel CAMPOVECCHIO et Raymond QUERE

### JURY :

<b>Dominique CROS</b>	Directeur du Laboratoire, Xlim Limoges	Président
<b>Jean-Michel FOURNIER</b>	Professeur, PHELMA-INP Grenoble	Rapporteur
<b>Patrice GAMAND</b>	Manager R&D HDR, NXP Caen	Rapporteur
<b>Michel CAMPOVECCHIO</b>	Professeur, Université de Limoges	Examineur
<b>Christophe MAZIÈRE</b>	Ingénieur, AMCAD Engineering	Examineur
<b>Zoya POPOVIC</b>	Professeure, Université du Colorado	Examineur
<b>Raymond QUERE</b>	Professeur, Université de Limoges	Examineur
<b>Cédrick SABOUREAU</b>	Ingénieur, Thales Communications Cholet	Examineur



# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGÉNIERIE POUR  
L'INFORMATION

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

*Laboratoire : XLIM*

*Equipe : C<sub>2</sub>S<sub>2</sub>*

Année : 2011

Thèse N°46-2011.

## Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

*Wilfried DEMENTROUX*

Le 21 octobre 2011

***CARACTERISATION AVANCEE ET NOUVELLES METHODOLOGIES DE  
MODELISATION DES TECHNOLOGIES GAN POUR LA CONCEPTION  
D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE ET HAUT  
RENDEMENT AUX FREQUENCES RF ET MICROONDES***

Thèse dirigée par Michel CAMPOVECCHIO et Raymond QUERE

### JURY :

<b>Dominique CROS</b>	Directeur du Laboratoire, Xlim Limoges	Président
<b>Jean-Michel FOURNIER</b>	Professeur, PHELMA-INP Grenoble	Rapporteur
<b>Patrice GAMAND</b>	Manager R&D HDR, NXP Caen	Rapporteur
<b>Michel CAMPOVECCHIO</b>	Professeur, Université de Limoges	Examineur
<b>Christophe MAZIÈRE</b>	Ingénieur, AMCAD Engineering	Examineur
<b>Zoya POPOVIC</b>	Professeure, Université du Colorado	Examineur
<b>Raymond QUERE</b>	Professeur, Université de Limoges	Examineur
<b>Cédrick SABOUREAU</b>	Ingénieur, Thales Communications Cholet	Examineur



« Votre temps est limité, ne le gâchez pas en menant une existence qui n'est pas la vôtre »

S. Jobs, Discours à Stanford 2005

*A ma femme, à mon fils*

*A mes parents, à ma famille*

*A tous ceux qui me sont chers*

---





# Remerciements

Ce travail a été effectué au sein de l'entreprise AMCAD Engineering. Je remercie Monsieur **Tony GASSELING** de m'avoir accueilli au sein de l'équipe afin de réaliser mes recherches.

L'encadrement universitaire a été fait au sein de l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges, U.M.R. C.N.R.S. n°172. Je remercie Monsieur **Dominique CROS**, Professeur à l'Université de Limoges et Directeur du laboratoire XLIM, de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je tiens à adresser ma sincère reconnaissance à Monsieur **Raymond QUERE**, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe C2S2 « Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes-Fréquences », et pour avoir suivi ces travaux de thèse. Je tiens aussi à remercier Monsieur **Michel CAMPOVECCHIO**, Professeur à l'Université de Limoges pour le suivi des travaux, et pour m'avoir donné l'envie de poursuivre en thèse, ce fut un réel plaisir d'assister à ses cours tout au long de mon cursus universitaire.

J'adresse toute ma gratitude à Monsieur **Patrice GAMAND**, Manager RF R&D chez NXP Semiconductors à Caen, et à Monsieur **Jean-Michel FOURNIER**, Professeur à l'IMEP-LHAC de l'Université de Grenoble, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant d'en être les rapporteurs.

J'exprime mes sincères et respectueux remerciements à Madame **Zoya POPOVIC**, Professeure à l'Université du Colorado et à Monsieur **Cedrick SABOUREAU**, Ingénieur à Thales Communications à Cholet, pour avoir accepté de participer à ce jury de thèse.

Je tiens finalement et bien évidemment à remercier toute l'équipe d'AMCAD, pour tout ce qu'ils m'ont apporté durant cette thèse, autant du point de vue scientifique que du point de vue humain. Je tiens à les remercier pour la confiance qu'ils m'ont témoignée, les conseils avisés au cours de nos multiples discussions, leurs disponibilités, mais aussi pour l'autonomie et les moyens qu'ils ont mis à ma disposition pour pouvoir accomplir ces travaux. Ce fut un réel plaisir de travailler à vos côtés. Et bien entendu,

un grand merci à Monsieur **Christophe MAZIERE**, Ingénieur à AMCAD Engineering, pour le suivi de ce travail, ainsi que les longs échanges philosophiques de « comportementaliste » qui ont su animer les pauses caf à AMCAD.

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

Les remerciements ne seraient pas complets sans une dédicace à mes amis thésards, Jérôme et Romain de m'avoir attendu tous les midis à la cafèt du RU. Je souhaite aussi une bonne continuation aux futurs docteurs (Pierre, John, Ludo, ... et tous ceux que j'oublie).

# TABLE DES MATIERES

<b>Remerciements</b> .....	<b>4</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>16</b>
<b>Chapitre 1 Transistor HEMT's GaN: Principe de fonctionnement, Caractérisation et Modélisation</b> .....	<b>20</b>
<b>I Introduction</b> .....	<b>22</b>
<b>II Transistors HEMT's GaN</b> .....	<b>23</b>
II.1 Principe de fonctionnement.....	23
II.2 Caractéristiques électriques .....	24
II.2.1 Fonctionnement petit signal .....	24
II.2.1.1 Conductance .....	24
II.2.1.2 Transconductance.....	25
II.2.1.3 Capacités .....	25
II.2.1.3.1 Capacité grille-source.....	25
II.2.1.3.2 Capacité grille drain.....	25
II.2.1.3.3 Capacité drain source.....	26
II.2.1.4 Eléments d'accès parasites .....	26
II.2.2 Fonctionnement fort signal .....	26
II.2.2.1 Courant de drain .....	26
II.2.2.2 Capacités non linéaires .....	27
II.2.2.3 Diodes .....	27
II.3 Effets limitatifs .....	28
II.3.1 Effets thermiques .....	28
II.3.2 Effets de pièges .....	29
II.3.2.1 « Gate-lag ».....	30
II.3.2.2 « Drain-lag » .....	30
<b>III Modélisation de transistor HEMTs</b> .....	<b>31</b>
III.1 Modèles phénoménologiques .....	31
III.1.1 Historique.....	31
III.1.2 Méthodologie d'extraction.....	37
III.1.2.1 Modèle linéaire .....	39
III.1.2.2 Extraction de la source de courant.....	41
III.1.2.3 Extraction des capacités non-linéaires .....	42
III.1.2.4 Extraction du modèle électrothermique.....	43
III.1.2.5 Extraction des effets de drain-lag et gate-lag .....	44

III.1.3 Limitations .....	45
III.2 Modélisation comportemental de transistor « boîte noire » .....	46
III.2.1 Modèle PHD .....	47
III.2.2 Méthodologie d'extraction .....	50
III.2.3 Limitations .....	51
<b>IV Modélisation comportementale d'amplificateurs à base de séries de Volterra appliqués aux enveloppes complexes .....</b>	<b>53</b>
IV.1 Effets dispersifs .....	53
IV.1.1 Mémoire Basse Fréquence .....	53
IV.1.2 Mémoire haute fréquence .....	54
IV.2 Séries de Volterra .....	55
IV.2.1 Modèle à mémoire haute fréquence : Volterra dynamique simplifié .....	57
IV.2.2 Modèle à mémoire basse fréquence : Volterra à réponse impulsionnelle .....	59
IV.2.3 Modèle à mémoire haute et basse fréquence : Séries de Volterra modulés .....	60
IV.2.4 Conclusion .....	63
<b>V Conclusion et perspectives pour la modélisation de transistors en boîtier .....</b>	<b>65</b>
<b>Chapitre 2 Modélisation comportementale                      Multi-Harmonique et Bilatérale .....</b>	<b>66</b>
<b>I Introduction .....</b>	<b>68</b>
<b>II Principe du nouveau modèle comportemental multi-harmonique prenant en compte les effets mémoires HF .....</b>	<b>69</b>
II.1 Rappel du formalisme du modèle PHD .....	69
II.2 Formalisme du nouveau modèle comportemental prenant en compte les effets mémoires hautes fréquences .....	70
II.3 Extraction des noyaux du modèle .....	72
<b>III Méthode d'implémentation numérique .....</b>	<b>74</b>
III.1 Méthode d'identification de la dépendance en fréquence .....	74
III.2 Méthode d'identification de la dépendance en puissance .....	75
III.3 Implémentation du modèle sous logiciel commercial de type ADS .....	77
III.3.1 Implémentation du modèle MHV dédiés aux amplificateurs de puissance .....	78
III.3.2 Implémentation du modèle MHV dédiés aux transistors .....	80
<b>IV Banc de caractérisation dédiés à l'extraction de modèle MHV .....</b>	<b>83</b>
IV.1 Mesures de puissance Load-Pull de type basé sur un Analyseur de Réseau Vectoriel .....	83
IV.1.1 Description du VNA et NVNA .....	84

IV.1.2 Description des synthétiseurs d'impédances de charge.....	86
IV.2 Description du banc d'extraction de modèle MHV basé sur un banc de mesure	
Load-Pull temporel.....	88
<b>V Validation expérimentale sur plusieurs cas : amplificateurs et transistors</b>	
.....	<b>92</b>
V.1 Cas de composants très peu désadaptés : amplificateurs .....	92
V.1.1 Critère de C/I .....	92
V.1.2 Critère d'EVM .....	93
V.1.3 Amplificateur 1W large bande en technologie Silicium .....	94
V.1.4 Amplificateur 20W bande étroite HBT en technologie AsGa .....	97
V.2 Cas de composants très fortement désadapté : transistors .....	101
V.2.1 Transistor HEMT 10W en technologie GaN .....	101
V.2.2 Transistor HEMT 90W en technologie GaN .....	105
<b>VI Conclusion .....</b>	<b>107</b>
<b>Chapitre 3 Nouvelle méthodologie de conception d'amplificateurs de</b>	
<b>puissance large bande (&gt;25% de bande relative) et haut rendement</b>	
<b>(&gt;60%) à partir d'un modèle comportemental de transistor en boîtier</b>	<b>110</b>
<b>I Introduction .....</b>	<b>112</b>
<b>II Rappel des classes de fonctionnement à haut rendement et des</b>	
<b>techniques de conception associées .....</b>	<b>113</b>
II.1 Bilan de puissance, définition de rendement .....	113
II.2 Classes sinusoïdales .....	114
II.3 Classes de contrôle de fréquences harmoniques .....	116
II.3.1 Classe F et F-1 .....	116
II.3.2 Classe J .....	119
II.4 Classes en commutation.....	121
II.5 Conclusion.....	122
<b>III Analyse du transistor HEMT GaN choisi.....</b>	<b>123</b>
III.1 Cahier des charges et choix du point de polarisation .....	123
III.2 Paramètres S .....	123
III.3 Analyse « Load-pull » des impédances optimums de charges.....	124
III.4 Analyse « Source-pull » des impédances optimales de source.....	128
III.5 Conclusion .....	128
<b>IV Conception des circuits d'adaptations .....</b>	<b>129</b>

IV.1 Technique de contrôle large-bande des impédances présentées aux fréquences harmoniques.....	129
IV.2 Circuit hybride d'entrée.....	130
IV.2.1 Circuit de polarisation.....	130
IV.2.2 Circuit d'adaptation RF.....	131
IV.3 Circuit hybride de sortie .....	132
IV.3.1 Circuit de polarisation.....	132
IV.3.2 Circuit d'adaptation RF.....	134
<b>V Analyse de stabilité.....</b>	<b>136</b>
V.1 Analyse de stabilité linéaire.....	136
V.2 Analyse de stabilité non-linéaire.....	138
<b>VI Résultats expérimentaux.....</b>	<b>141</b>
VI.1 Comparaison simulations/mesures en paramètres S de chacun des circuits d'adaptation.....	141
VI.2 Mesures de l'amplificateur en paramètres S.....	144
VI.3 Mesures temporelles de l'amplificateur en puissance .....	146
VI.4 Comparaison à l'état de l'art.....	149
<b>VII Conclusion et perspectives .....</b>	<b>149</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>152</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>156</b>

# TABLE DES FIGURES

FIGURE 1-1: SCHEMA EN COUPE D'UN TRANSISTOR HEMT .....	23
FIGURE 1-2 : SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT A L'HETERO-STRUCTURE D'UN HEMT.....	24
FIGURE 1-3: SCHEMA ELECTRIQUE DU TRANSISTOR INTRINSEQUE.....	24
FIGURE 1-4: RESEAU I(V) TYPIQUE D'UN TRANSISTOR GAN HEMT .....	27
FIGURE 1-5: COURANT PRESENT SUR LA GRILLE LORS D'EXCURSION DE TENSION POSITIVE SUR LA GRILLE.....	28
FIGURE 1-6: EFFET DE LA TEMPERATURE SUR LES RESEAUX I(V) D'UN TRANSISTOR HEMT GAN.....	28
FIGURE 1-7 : MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE « GATE-LAG » PAR DES MESURES IMPULSIONNELLES A $V_{GS0}=0V$ $V_{DS0}=0V$ EN ROUGE ET $V_{GS0}=VP$ $V_{DS0}=0V$ EN VERT .....	30
FIGURE 1-8: MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE « DRAIN-LAG » PAR DES MESURES IMPULSIONNELLES A $V_{GS0}=VP$ $V_{DS0}=0V$ EN ROUGE ET $V_{GS0}=VP$ $V_{DS0}=28V$ .....	31
FIGURE 1-9 : SCHEMA EQUIVALENT DU MESFET PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DE « SELF-BACKGATING ».....	34
FIGURE 1-10: TOPOLOGIE ET EQUATIONS DU MODELE DE TRANSISTOR PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DE « GATE-LAG ».....	34
FIGURE 1-11: TOPOLOGIE DU MODELE ELECTROTHERMIQUE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DE PIEGES DE DRAIN ET DE GRILLE. $I_{DS}$ , $I_{GS}$ , $I_{GD}$ , $R_S$ ET $R_D$ SONT DEPENDANTES DE LA TEMPERATURE.....	35
FIGURE 1-12: SCHEMA DU MODELE DE DRAIN-LAG PROPOSE PAR JARDEL.....	35
FIGURE 1-13 : SCHEMA EQUIVALENT DU MODELE MULTI-POLARISATION.....	36
FIGURE 1-14 : TOPOLOGIE DU MODELE EEHEMT .....	37
FIGURE 1-15 : PROCEDURE D'EXTRACTION D'UN MODELE ELECTROTHERMIQUE DE HEMT GAN MULTI-POLARISATION PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DE PIEGES.....	38
FIGURE 1-16: MISE EN EVIDENCE DE L'AUTO-ECHAUFFEMENT D'UN TRANSISTOR LORS DE SA CARACTERISATION IMPULSIONNELLE SELON LE RAPPORT CYCLIQUE ET LA DUREE DES IMPULSIONS.....	38
FIGURE 1-17 : COMPARAISON D'UNE MESURE EN IMPULSION ET D'UNE MESURE STATIQUE DU COURANT DE DRAIN .....	39
FIGURE 1-18: TOPOLOGIE DU MODELE PETIT SIGNAL D'UN TRANSISTOR HEMT .....	39
FIGURE 1-19 : EXEMPLE DE VALEURS DE $G_D$ , $G_M$ , $C_{GS}$ ET $C_{GD}$ OBTENUES PAR EXTRACTION MULTI-POLARISATION POUR UN TRANSISTOR HEMT GAN A UN POINT DE POLARISATION DE $V_{DS0}=25V$ ET $I_{DS0}=250$ MA .....	41
FIGURE 1-20 : COMPARAISON ENTRE LA SIMULATION(BLEU) ET MESURE(ROUGE) D'UN MODELE DE SOURCE DE COURANT.....	42
FIGURE 1-21: CYCLE DE CHARGE CHOISI POUR L'EXTRACTION DES CAPACITES NON-LINEAIRE .....	42
FIGURE 1-22 : COMPARAISON MODELE/MESURE DES CAPACITES $C_{GS}$ ET $C_{GD}$ EN FONCTION DE $V_{GS}$ ET $V_{GD}$ RESPECTIVEMENT EXTRAITES LE LONG D'UN CYCLE DE CHARGE (CLASSE AB) .....	43
FIGURE 1-23 : IMPACT DE LA THERMIQUE SUR LES VALEURS DE CONDUCTANCE ET TRANSCONDUCTANCE D'UN TRANSISTOR HEMT GAN .....	43
FIGURE 1-24 : COMPARAISON DES RESEAUX I(V) SIMULES (TRAITS NOIR CONTINU) ET MESURES (CROIX GRISE) EN FONCTION DE LA TEMPERATURE AMBIANTE .....	44
FIGURE 1-25 : TOPOLOGIE DU MODELE ELECTROTHERMIQUE PRENANT EN COMPTE LES EFFETS DE PIEGES DE GRILLE ET DE DRAIN .....	45
FIGURE 1-26 : COMPARAISON ENTRE UNE MESURE DE PUISSANCE CW (CROIX ROUGE), UN MODELE SANS PIEGES (LIGNE ROUGE CONTINUE) ET UN MODELE AVEC PIEGES ( LIGNE BLEU CONTINUE).....	45

FIGURE 1-27 : MODELE ELECTRIQUE D'UN BOITIER ASSOCIE A UN TRANSISTOR HEMT GAN .....	46
FIGURE 1-28: PRINCIPE DU MAPPING FREQUENTIEL.....	47
FIGURE 1-29 : THEOREME DE SUPERPOSITION .....	50
FIGURE 1-30: SYNOPSIS DU BANC D'EXTRACTION DE MODELES COMPORTEMENTAUX TYPE PHD.....	51
FIGURE 1-31 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE D'UN SIGNAL D'EXCITATION AVEC DEUX PORTEUSE EN C/I3 POUR UN MODELE PHD STATIQUE .....	52
FIGURE 1-32: REPRESENTATION DE LA MEMOIRE D'UN DISPOSITIF.....	53
FIGURE 1-33 : MESURE DE CARACTERISTIQUES C/I3 POUR UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN FONCTION DE L'ECART DE FREQUENCE.....	54
FIGURE 1-34 : REPOSE EN AM/AM ET AM/PM D'UN AMPLIFICATEUR POUR DIFFERENTES FREQUENCES D'EXCITATIONS .....	55
FIGURE 1-35: RECAPITULATIF DES EFFETS MEMOIRES PRESENTS DANS UN AMPLIFICATEUR.....	55
FIGURE 1-36 : TOPOLOGIE GENERALE DU MODELE DE VOLTERRA CLASSIQUE.....	56
FIGURE 1-37: PRINCIPE D'IDENTIFICATION DES DEUX NOYAUX DYNAMIQUES.....	58
FIGURE 1-38 : PRINCIPE D'IDENTIFICATION DE LA REPOSE IMPULSIONNELLE .....	60
FIGURE 1-39 : TOPOLOGIE DU MODELE DE VOLTERRA MODULE.....	60
FIGURE 1-40 : TOPOLOGIE DU MODELE VOLTERRA MODULE MODIFIEE .....	61
FIGURE 1-41 : DEUX CAS SYMETRIQUES D'EXCITATIONS POUR L'EXTRACTION DU NOYAU BF .....	62
FIGURE 1-42 : TOPOLOGIE DU MODELE DE VOLTERRA A TROIS NOYAUX.....	63
FIGURE 2-1 : PRINCIPE DU MAPPING FREQUENTIEL .....	69
FIGURE 2-2: TOPOLOGIE DU MODELE COMPORTEMENTAL .....	71
FIGURE 2-3 : IDENTIFICATION DES NOYAUX DYNAMIQUE EN FREQUENCE A PARTIR D'UN SIGNAL MONO-PORTEUSE.....	73
FIGURE 2-4 : IMPLEMENTATION NUMERIQUE DU MODELE MHV.....	77
FIGURE 2-5: NOYAU $S_{11,11}$ BALAYE EN FREQUENCE ET EN NIVEAU (CROIX NOIRE) ET FITTE AVEC LA METHODE POLES/RESIDUS EN BANDE DE BASE (COURBE ROUGE).....	79
FIGURE 2-6: INTEGRATION DES NOYAUX $S_{21,jL}$ ET $S_{11,jL}$ EN BANDE DE BASE DANS LE LOGICIEL ADS A L'AIDE DE FDD .....	80
FIGURE 2-7 : IMPLEMENTATION DU MODELE MHV AVEC LA PRISE EN COMPTE DE LA MEMOIRE HF.....	82
FIGURE 2-8: SYNOPSIS BANC DE CARACTERISATION LOAD-PULL "VNA BASED" .....	83
FIGURE 2-9: ANALYSE DU VNA EN MODE RECEPTEUR POUR UNE MESURE DE PUISSANCE LOAD-PULL.....	84
FIGURE 2-10 : PRINCIPE DE TRANSLATION FREQUENTIELLE .....	85
FIGURE 2-11 : SCHEMA EQUIVALENT DE LA MESURE NVNA.....	86
FIGURE 2-12: METHODE ACTIVE DE SYNTHETISATION D'IMPEDANCE DE CHARGE PROPOSE PAR XLIM .....	87
FIGURE 2-13 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UN TUNER MECANIQUE .....	87
FIGURE 2-14 : RAPPEL DE L'EXTRACTION DU MODELE MHV.....	88
FIGURE 2-15 : BANC D'EXTRACTION DE MHV MODELE .....	90
FIGURE 2-16 : PHOTOGRAPHIE DU BANC D'EXTRACTION DE MHV MODELE MIS EN PLACE A AMCAD.....	91
FIGURE 2-17 : CARACTERISATION BI-PORTEUSE D'UN AMPLIFICATEUR.....	92
FIGURE 2-18 : CALCUL DE L'EVM.....	93
FIGURE 2-19 : CONSTELLATION ENTREE ET SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR.....	94
FIGURE 2-20 : CARACTERISTIQUES AM/AM ET AM/PM DE L'AMPLIFICATEUR MESUREES A 4 GHZ .....	94

FIGURE 2-21 : CARACTERISTIQUES CW DE L'AMPLIFICATEUR EN PUISSANCE ET EN DEPHASAGE LES COURBES SONT PARAMETREES EN FREQUENCE POUR $3,5\text{GHz} < f < 4,5\text{GHz}$ PAR PAS DE .....	95
FIGURE 2-22:EXEMPLE DU NOYAU $T_{2121}$ EXTRAIT EN MESURE (CROIX NOIRE) ET FITTE PAR DECOMPOSITON POLES RESIDUS (LIGNE ROUGE) .....	95
FIGURE 2-23 : POLES ET RESIDUS OBTENUES POUR LE FIT DU NOYAU $T_{21,21}$ .....	96
FIGURE 2-24 : COMPARAISON MESURES/SIMULATIONS DE L'AMPLIFICATEUR SUR $50\Omega$ .....	96
FIGURE 2-25 : COMPARAISON MESURES/SIMULATIONS DE L'AMPLIFICATEUR SUR $75\Omega$ .....	96
FIGURE 2-26 : COMPARAISON MESURES/SIMULATIONS DE C/I3 POUR LE MODELE PHD STATIQUE (LA REPONSE IMD LOW ET IMD HIGH SONT CONFONDUS POUR LE MODELE PHD) .....	97
FIGURE 2-27: COMPARAISON MESURES/SIMULATIONS DE C/I3 POUR LE MODELE MHV .....	97
FIGURE 2-28 : CARACTERISTIQUES STATIQUES DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE HBT .....	98
FIGURE 2-29 : CARACTERISTIQUES CW DE L'AMPLIFICATEUR EN PUISSANCE ET EN DEPHASAGE .....	98
FIGURE 2-30 : COMPARAISON SIMULATION /MESURE DES CARACTERISTIQUES CW DE L'AMPLIFICATEUR EN PUISSANCE ET EN DEPHASAGE .....	99
FIGURE 2-31 : COMPARAISON ENTRE LA CONTELLATION REELLE DE L'AMPLIFICATEUR (A DROITE) ET CELLE PREDIT PAR UN MODELE SANS MEMOIRE HF ( A GAUCHE) POUR UN DEBIT DE 10 MBITS/SEC .....	99
FIGURE 2-32 : COMPARAISON ENTRE LA CONTELLATION REELLE DE L'AMPLIFICATEUR (A DROITE) ET CELLE PREDIT PAR UN MODELE AVEC MEMOIRE HF ( A GAUCHE) POUR UN DEBIT DE 10 MBITS/SEC .....	100
FIGURE 2-33: COMPARAISON ENTRE LA CONTELLATION REELLE DE L'AMPLIFICATEUR (A DROITE) ET CELLE PREDIT PAR UN MODELE SANS MEMOIRE HF ( A GAUCHE) POUR UN DEBIT DE 100 MBITS/SEC .....	100
FIGURE 2-34 : COMPARAISON ENTRE LA CONTELLATION REELLE DE L'AMPLIFICATEUR (A DROITE) ET CELLE PREDIT PAR UN MODELE AVEC MEMOIRE HF ( A GAUCHE) POUR UN DEBIT DE 100 MBITS/SEC .....	101
FIGURE 2-35 : GRILLE DE ZREF (CROIX ROUGE) UTILISE POUR L'EXTRACTION DU MODELE MHV DU TRANSISTOR GAN 10 W .....	102
FIGURE 2-36 : CONTOURS DE PUISSANCE DE SORTIE MESURE A DROITE ET SIMULE A GAUCHE POUR UN GAIN DE COMPRESSION DE 3 DB .....	102
FIGURE 2-37: CONTOURS DE RENDEMENT EN PUISSANCE AJOUTEE MESURE A DROITE ET SIMULE A GAUCHE POUR UN GAIN DE COMPRESSION DE 3 DB .....	103
FIGURE 2-38 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ POUR $F_0=1.85\text{ GHz}$ .....	103
FIGURE 2-39 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ POUR $F_0=2.25\text{ GHz}$ .....	104
FIGURE 2-40 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ POUR $F_0=2.65\text{ GHz}$ .....	104
FIGURE 2-41 : TEMPS D'IDENTIFICATION EN MODE IMPULSIONNEL.....	105
FIGURE 2-42 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ POUR $F_0=1.7\text{ GHz}$ .....	105
FIGURE 2-43 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ POUR $F_0=2\text{ GHz}$ .....	106

FIGURE 2-44 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ POUR $F_0=2.3$ GHz.....	106
FIGURE 3-1 : BILAN DE PUISSANCE D'UN AMPLIFICATEUR .....	113
FIGURE 3-2 : EXEMPLE DE FORME TEMPORELLES DE TENSION ET DE COURANT .....	114
FIGURE 3-3 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN CLASSE SINUSOÏDALE.....	116
FIGURE 3-4 : FORMES TEMPORELLES DES TENSIONS ET COURANT DANS LE PLAN DE LA SOURCE DE COURANT DU TRANSISTOR POUR UN CONTROLE DE TROIS FREQUENCES HARMONIQUES ( $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ ) EN CLASSE F .....	117
FIGURE 3-5 : TOPOLOGIE DU CIRCUIT D'ADAPTATION D'IMPEDANCE DE CHARGE D'UNE CLASSE F.....	117
FIGURE 3-6 : FORMES TEMPORELLES DES TENSIONS ET COURANT DANS LE PLAN DE LA SOURCE DE COURANT DU TRANSISTOR POUR UN CONTROLE DE TROIS FREQUENCES HARMONIQUES ( $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ ) EN CLASSE $F^{-1}$ .....	118
FIGURE 3-7 : TOPOLOGIE DU CIRCUIT D'ADAPTATION D'IMPEDANCE DE CHARGE D'UNE CLASSE $F^{-1}$ .....	118
FIGURE 3-8 : TOPOLOGIE D'UN CRICUIT LC POUR L'ADAPTATION EN CLASSE J .....	119
FIGURE 3-9 : IMPEDANCES DE CHARGE RAMENEES DANS LES DIFFERENTS PLANS DU TRANSISTOR .....	120
FIGURE 3-10 : FORMES TEMPORELLES DES TENSIONS ET COURANT DANS LE PLAN DE LA SOURCE DE COURANT DU TRANSISTOR POUR UN CONTROLE DE DEUX FREQUENCES HARMONIQUES ( $F_0$ , ET $2F_0$ ) EN CLASSE J.....	121
FIGURE 3-11 : FORMES TEMPORELLES DES TENSIONS ET COURANT DANS LE PLAN DE LA SOURCE DE COURANT DU TRANSISTOR EN CLASSE E .....	122
FIGURE 3-12 : PARAMETRES $S_{21}$ ET GAIN MAXIMUM STABLE DU TRANSISTOR SUR LA BANDE DE FREQUENCE D'INTERET. 123	
FIGURE 3-13: PARAMETRES $S_{11}$ ET $S_{22}$ DU TRANSISTOR SUR LA BANDE DE FREQUENCE D'INTERET.....	124
FIGURE 3-14 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ = $50 \Omega$ POUR $F_0=1.85$ GHz.....	125
FIGURE 3-15 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ = $50 \Omega$ POUR $F_0=2.25$ GHz.....	126
FIGURE 3-16 : COMPARAISON SIMULATION/MESURE POUR UNE IMPEDANCE DE CHARGE OPTIMUM EN PAE A $F_0$ , $2F_0$ ET $3F_0$ = $50 \Omega$ POUR $F_0=2.65$ GHz.....	126
FIGURE 3-17 : IMPEDANCES DE CHARGES OPTIMALES A $F_0 = 1.85, 2,25$ ET $2,65$ GHz.....	127
FIGURE 3-18 : CONTOURS DE PAE POUR LES IMPEDANCES DE CHARGE A $2F_0 = 3.7, 4.5$ ET $5.3$ GHz.....	127
FIGURE 3-19 : IMPEDANCES DE SOURCE OPTIMALES A $F_0 = 1.85, 2,25$ ET $2,65$ GHz .....	128
FIGURE 3-20 : TOPOLOGIE D'ADAPTATION LARGE BANDE DES IMPEDANCES DE CHARGE A $2F_0$ .....	129
FIGURE 3-21 : CIRCUIT DE POLARISATION DE GRILLE DE L'AMPLIFICATEUR LARGE BANDE HAUT RENDEMENT.....	130
FIGURE 3-22 : IMPEDANCES PRESENTEES PAR LE CIRCUIT DE POLARISATION D'ENTREE SUR TOUTE LA BANDE UTILE DE L'AMPLIFICATEUR REPRESENTEES EN MODULE PHASE SUR L'ABAQUE DE SMTIH A GAUCHE ET EN MODULE A DROITE .....	131
FIGURE 3-23: CIRCUIT D'ADAPTATION D'ENTREE .....	131
FIGURE 3-24 : IMPEDANCES DE SOURCE SYNTHETISEES PAR LE CIRCUIT D'ADAPTATION D'ENTREE .....	132
FIGURE 3-25 : CIRCUIT DE POLARISATION DE DRAIN DE L'AMPLIFICATEUR LARGE BANDE HAUT RENDEMENT .....	133
FIGURE 3-26 : IMPEDANCES PRESENTEES PAR LE CIRCUIT DE POLARISATION DE SORTIE SUR TOUTE LA BANDE UTILE DE L'AMPLIFICATEUR REPRESENTEES EN MODULE PHASE SUR L'ABAQUE DE SMTIH A GAUCHE ET EN MODULE A DROITE .....	133

FIGURE 3-27 : CIRCUIT D'ADAPTATION DE SORTIE.....	134
FIGURE 3-28: IMPEDANCES DE CHARGES SYNTHETISEES AUX FREQUENCES FONDAMENTALES PAR LE CIRCUIT D'ADAPTATION DE SORTIE .....	134
FIGURE 3-29 : IMPEDANCES DE CHARGES SYNTHETISEES AUX FREQUENCE HARMONIQUES 2 PAR LE CIRCUIT D'ADAPTATION DE SORTIE .....	135
FIGURE 3-30 : DESCRIPTION D'UN QUADRIPOLE PAR SES DIFFERENTS COEFFICIENTS DE REFLEXION.....	136
FIGURE 3-31 : LES TROIS CAS POSSIBLES DE LA STABILITE LINEAIRE.....	137
FIGURE 3-32 : FACTEUR K ET DELTA SIMULE POUR L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE CONÇU.....	137
FIGURE 3-33 : CERCLE DE STABILITES EN ENTREE (A GAUCHE) ET EN SORTIE (A DROITE) DE L'AMPLIFICATEUR .....	138
FIGURE 3-34 : REPONSE DE LA PERTURBATION INTRODUITE EN ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR SUR SA BANDE DE FREQUENCE UTILE POUR UNE PUISSANCE DE SORTIE DE 41 DBM .....	139
FIGURE 3-35: REPONSE DE LA PERTURBATION INTRODUITE EN SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR SUR SA BANDE DE FREQUENCE UTILE POUR UNE PUISSANCE DE SORTIE DE 41 DBM .....	139
FIGURE 3-36 : COMPARAISON SIMULATION/ MESURE DES IMPEDANCES DE SOURCES SYNTHETISEES EN SIMULATION ET EN MESURE .....	141
FIGURE 3-37 : PERTES PRESENTEES PAR LE CIRCUIT D'ENTREE .....	142
FIGURE 3-38: : COMPARAISON SIMULATION/ MESURE DES IMPEDANCES DE CHARGE SYNTHETISEES EN SIMULATION ET EN MESURES AUX FREQUENCES FONDAMENTALES.....	142
FIGURE 3-39: COMPARAISON SIMULATION/ MESURE DES IMPEDANCES DE CHARGE SYNTHETISEES EN SIMULATION ET EN MESURES AUX FREQUENCES HARMONIQUES 2 .....	143
FIGURE 3-40 : PERTES PRESENTEES PAR LE CIRCUIT D'ENTREE .....	143
FIGURE 3-41 : PHOTOGRAPHIE DE L'AMPLIFICATEUR LARGE BANDE ET HAUT RENDEMENT .....	144
FIGURE 3-42 : BANC DE MESURE PARAMETRES S DE AMCAD ENGINEERING.....	145
FIGURE 3-43 : COMPARAISON ENTRE LA SIMULATION ET LA MESURE DU $S_{11}$ ET DU $S_{22}$ DE L'AMPLIFICATEUR POUR DES FREQUENCES COMPRISES ENTRE 1.7 ET 2.8 GHZ.....	145
FIGURE 3-44 : COMPARAISON ENTRE LA SIMULATION ET LA MESURE DU $S_{21}$ ET $S_{12}$ DE L'AMPLIFICATEUR POUR DES FREQUENCES COMPRISES ENTRE 1.7 ET 2.8 GHZ.....	146
FIGURE 3-45 : BANC DE MESURE TEMPOREL D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.....	146
FIGURE 3-46 : RESULTATS DE L'AMPLIFICATEUR SUR LA BANDE 1.7 A 2.65 GHZ EN MODE CW.....	147
FIGURE 3-47 : FORMES TEMPORELLES DU COURANT $I_{DS}$ ET DE LA TENSION $V_{DS}$ MEASUREES (COURBE BLEU) ET COMPAREES AU FORMES PREVUES PAR LE MODELE (COURBE ROUGE).....	148
FIGURE 3-48 : CYCLE DE CHARGE DE L'AMPLIFICATEUR DANS LE PLAN DES CONNECTEURS .....	148
FIGURE 3-49 : ERREUR ABSOLUE ENTRE LA PUISSANCE DE SORTIE ET LE RENDEMENT EN PUISSANCE AJOUTEE SIMULEES ET MEASUREES .....	149



# **Introduction générale**



Haut rendement, forte linéarité et large bande de fonctionnement sont les points clés de la conception d'amplificateur de puissance des prochains systèmes de communications radiofréquence. En effet les stations de base consomment à l'heure actuelle une quantité très importante d'énergie pour émettre des modulations de plus en plus complexes et gourmandes en bande passante. Les amplificateurs de puissance représentent une partie très importante de cette puissance consommée à cause de leur faible rendement en puissance ajoutée. Ceci entraîne un encombrement maximum pour refroidir ces derniers afin de préserver leur durée de vie. Il est donc nécessaire de développer des stations de base à fort rendement en puissance ajoutée pour minimiser l'impact écologique de celles-ci (émission gaz à effet de serre et consommation importante d'énergie).

Afin de satisfaire ces nouveaux besoins, la technologie nitrure de gallium (GaN) a suscité beaucoup de publication et de travaux aux cours de ces dernières années pour le domaine de l'électronique hyperfréquence. Les transistors à haute mobilité électronique (HEMTs) sur nitrure de gallium (GaN) apparaissent comme étant une solution très prometteuses pour le domaine de l'amplification de puissance haut rendement et large bande.

Pour des raisons économiques et de performances, de nombreux amplificateurs sont réalisés avec des transistors en boîtier. Des logiciels commerciaux de CAO sont généralement utilisés dans les procédures de conception afin de minimiser les coûts et être capable de réaliser un nombre important de circuits identiques. Or il est très difficile de réaliser un amplificateur à partir de transistors en boîtier en CAO, puisque les modèles dits « phénoménologiques », habituellement utilisés par les fondeurs, sont très difficiles à extraire. En effet, le comportement fortement dispersif du boîtier masque les autres éléments du transistor.

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans ce contexte. Le but ici est de développer une solution innovante pour la modélisation de transistor en boîtier, et de l'appliquer plus particulièrement aux transistors HEMT GaN, pour ensuite l'intégrer dans un nouveau flot de conception d'amplificateurs de puissance large bande (>20% de bande relative) et haut rendement (>60%).

Pour cela, dans le premier chapitre nous allons rappeler le fonctionnement des transistors HEMT GaN, ainsi que les moyens actuels pour les caractériser et les

modéliser. De plus, un état de l'art des travaux initiés par Xlim dans le domaine de la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance sera établi, afin de mettre en place les outils qui ont servi à l'élaboration du nouveau modèle proposé dans cette thèse.

Le second chapitre traite du nouveau modèle proposé, de la théorie à sa validation par mesures et simulations utilisant des signaux de type télécoms. La partie majeure abordée ici est la mise en œuvre complète d'une solution de modélisation de transistors HEMT GaN en boîtier, des mesures servant à l'identification et la validation de celui-ci en passant par l'extraction automatique sans optimisation. De plus, de par sa définition, ce modèle a été aussi appliqué à la modélisation multi-harmonique d'amplificateurs de puissance.

Enfin le dernier chapitre abordera l'incorporation de ce nouveau modèle dans un nouveau flot de conception d'amplificateurs de puissance large bande et haut rendement, ainsi que le développement d'une technique de contrôle d'impédances aux fréquences fondamentales et harmoniques.

La conclusion générale présentera un bilan de ce travail, ainsi que les axes à approfondir à l'avenir.

# Chapitre 1

**Transistor HEMT's GaN:**

**Principe de fonctionnement,**

**Caractérisation et Modélisation**



# I Introduction

La technologie GaN qui émerge depuis une dizaine d'année propose de très bonnes caractéristiques pour la réalisation d'amplificateurs de très fortes puissances et très haut rendement. En effet, de par sa définition de matériel grand gap, le Nitrure de supporte de plus hautes températures et permet donc d'obtenir de plus fortes puissance en comparaison du Si ou de l'AsGa. C'est donc un très bon choix pour pouvoir concevoir des amplificateurs de puissance haut rendement et large bande. Les détails de ces avantages dans la conception d'amplificateurs de fortes puissances (HPA) sont explicités dans la suite.

Le chapitre va s'articuler autour de quatre grands thèmes.

Tout d'abord, nous présenterons une description des phénomènes physiques permettant à un transistor HEMT GaN de remplir sa fonction amplificatrice. Son schéma électrique équivalent sera alors détaillé ainsi que ses effets limitatifs (thermique et pièges).

Ensuite, une première méthodologie de modélisation fondée sur un schéma équivalent électrique non-linéaire sera présentée, son historique ainsi que ses différentes étapes. Celle-ci est une approche phénoménologique (boite grise), qui reste pour le moment la seule méthode largement utilisée pour la modélisation de transistor sur wafer avec la prise en compte des effets thermiques et de pièges. Nous verrons alors pourquoi cette méthode n'est pas suffisamment robuste pour modéliser des transistors en boîtier sans connaissance précise du boîtier et de la puce. Puis, une deuxième méthodologie de modélisations dédiées à la modélisation de transistors en boîtier sera présentée, ainsi que sa méthode d'extraction et ses limitations

Enfin dans la dernière partie de ce chapitre, nous verrons les travaux effectués pour la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance, et l'analogie qui peut être faite pour la modélisation non-linéaire de transistors. . Cette section inclura un état de l'art de la modélisation comportementale d'amplificateur, qui est une partie très importante sur laquelle nous présenterons notre nouvelle approche de modélisation dans le chapitre 2.

## II Transistors HEMT's GaN

### II.1 Principe de fonctionnement

Les transistors à haute mobilité électronique (HEMTs) sont des transistors à effets de champ. Ils sont composés principalement de trois couches de matériaux (figure 1-1), et possèdent trois électrodes (grille, drain, source). L'AlGa<sub>N</sub> et le Ga<sub>N</sub> forme une hétérojonction (matériau à hauteurs de bande interdites différentes) qui induit un canal de conduction à haute mobilité. En effet l'hétérojonction confine les électrons libres dans un canal qui possède une très faible résistance dans le matériau non intentionnellement dopé (Ga<sub>N</sub>), et apporte ainsi une mobilité d'électrons élevée. Cette couche est appelé gaz d'électrons à deux dimensions (2DEG : 2 Dimensional Electron Gas). Un schéma représentant une hétérostructure AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> utilisée dans les HEMT est exposée figure 1-1.

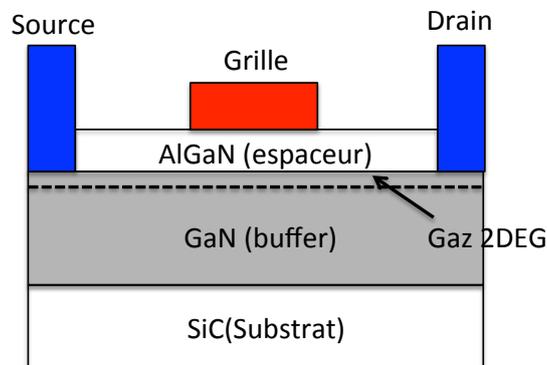


Figure 1-1: Schéma en coupe d'un transistor HEMT

La couche donneuse AlGa<sub>N</sub> n'est pas dopée ; les électrons du canal Ga<sub>N</sub> proviennent du caractère piézoélectrique du matériau, et ce dernier est déterminé par la proportion d'aluminium de la couche donneuse AlGa<sub>N</sub>.

En mode amplification de puissance haute-fréquence, la source est généralement commune (reliée à la masse). En appliquant une tension positive sur le drain, la circulation du gaz d'électrons, générant un courant électrique, peut alors débuter en raison de l'augmentation de la différence de potentiel entre la source et le drain. L'intensité du courant est contrôlée par la tension appliquée à la grille  $V_{gs}$ . L'augmentation de cette tension vers les valeurs négatives peut entraîner une déplétion de la région de grille et ainsi mener à moduler la densité d'électrons dans le canal. Ainsi

une tension appliquée sur la grille d'un HEMT permet de contrôler le courant qui circule entre le drain et la source.

## II.2 Caractéristiques électriques

Les caractéristiques électriques équivalentes du transistor HEMT GaN seront décrites en détails dans cette partie. Le but est de mettre en évidence les principaux phénomènes électriques associés à la structure d'un transistor HEMT.

### II.2.1 Fonctionnement petit signal

Dans cette première partie, nous décrirons les éléments électriques équivalent du transistor HEMT GaN en fonctionnement linéaire. Ces éléments électriques sont extraits de l'analyse de la structure d'un HEMT qui est décrite –dans les figures 1-2 et 1-3.

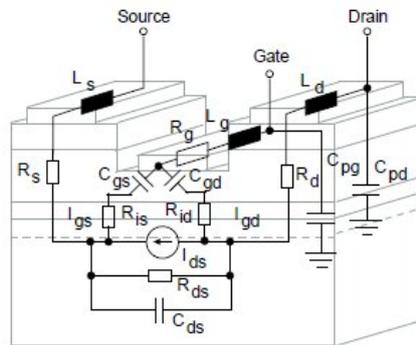


Figure 1-2 : Schéma électrique équivalent à l'hétéro-structure d'un HEMT

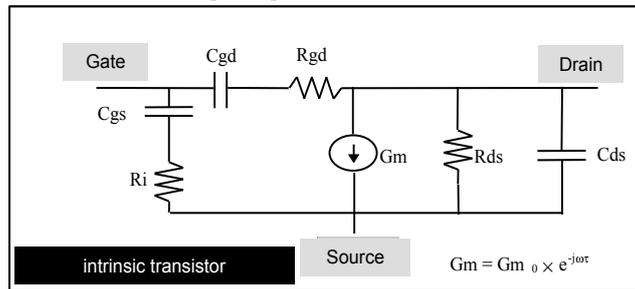


Figure 1-3: Schéma électrique du transistor intrinsèque

#### II.2.1.1 Conductance

La conductance  $G_d$  de sortie est l'inverse de la résistance présentée en sortie  $R_{ds}$ . Elle traduit la variation du courant de drain  $I_{ds}$  en fonction de la tension de polarisation de drain  $V_{ds}$ , pour une tension de polarisation de grille constante.

$$G_d = \frac{1}{R_{ds}} = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cte} \quad <1.1>$$

### II.2.1.2 Transconductance

La transconductance  $G_m$  est une caractéristique très importante pour les transistors. En effet plus la transconductance est élevée, plus le gain en puissance va être important. Elle correspond à la variation de courant de drain  $I_{ds}$  en fonction de la tension de polarisation de grille  $V_{gs}$  pour une tension de polarisation de drain  $V_{ds}$  constante.

$$G_m = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte} \quad <1.2>$$

### II.2.1.3 Capacités

#### II.2.1.3.1 Capacité grille-source

$C_{gs}$  décrit la capacité entre la grille et la source. Elle dépend fortement de la partie de la jonction Schottky grille source.

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd} = cte} \quad <1.3>$$

$Q_g$  correspond à la charge de la Zone Charge d'Espace (ZCE) de la jonction Schottky de grille.

#### II.2.1.3.2 Capacité grille drain

$C_{gd}$  décrit la capacité entre la grille et le drain. Comme pour  $C_{gs}$ , sa valeur dépend de la quantité de charge dans la ZCE de la jonction Schottky de grille.

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs} = cte} \quad <1.4>$$

Cette capacité  $C_{gd}$  limite les performances dynamiques du transistor de deux façons différentes :

- Par couplage direct : Aux très hautes fréquences,  $C_{gd}$  relie directement la grille et le drain du transistor, par une rétroaction dangereuse qui peut amener des instabilités.
- Par effet Miller : une partie de la valeur de  $C_{gd}$  est vue sur l'impédance d'entrée du transistor, limitant ainsi la bande de fonctionnement d'un éventuel amplificateur (l'impédance d'entrée va varier en fonction de la fréquence).

### II.2.1.3.3 Capacité drain source

La capacité  $C_{ds}$  résulte de l'interaction capacitive dans le canal sous les contacts ohmiques de source et de drain.

### II.2.1.4 Eléments d'accès parasites

Lorsqu'un transistor est physiquement réalisé, des éléments d'accès parasites s'ajoutent à la structure détaillée ci-dessus :

- 🍏  $R_d$  et  $R_s$  représentent les résistances parasites dues aux contacts ohmiques et aux zones conductrices inactives du canal entre les métallisations de drain et source, et la limite de la zone déserte.
- 🍏  $L_g$ ,  $L_s$  et  $L_d$  sont des inductances parasites liées à la topologie du transistor (trous métallisés ou « Via-Holes », pont à air, peigne d'accès pour les transistors multi-doigts). L'environnement de mesure (fils thermosoudés, lignes d'accès, positionnement des pointes) peut être modélisé comme des inductances parasites supplémentaires.
- 🍏 Les capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  représentent les capacités de plot du transistor.

## II.2.2 Fonctionnement fort signal

Lorsque l'on utilise le transistor en régime fort signal, les excursions en tension et courant sont très importantes, la description linéaire présentée précédemment n'est donc plus valable. Nous allons voir par la suite quels sont les éléments à revoir pour modéliser correctement le transistor dans sa zone de saturation.

### II.2.2.1 Courant de drain

L'effet fondamental d'un transistor HEMT est décrit par une source de courant commandée en tension. En régime linéaire cette source est approximée par ses dérivées en fonctions des tensions de commande de grille  $V_{gs}$  et de drain  $V_{ds}$  autour du point de fonctionnement à savoir la transconductance  $g_m$  et la conductance  $g_d$ , respectivement. En régime fort signal, la source de courant de drain est non-linéaire, il n'est donc plus possible de faire l'approximation  $g_m$ ,  $g_d$ . Cette source est commandée par les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  (tension de grille et de drain respectivement).

Un exemple de réseau  $I_{ds}$  en fonction de  $V_{ds}$  pour différentes tensions  $V_{gs}$  est tracé en figure 1-4.

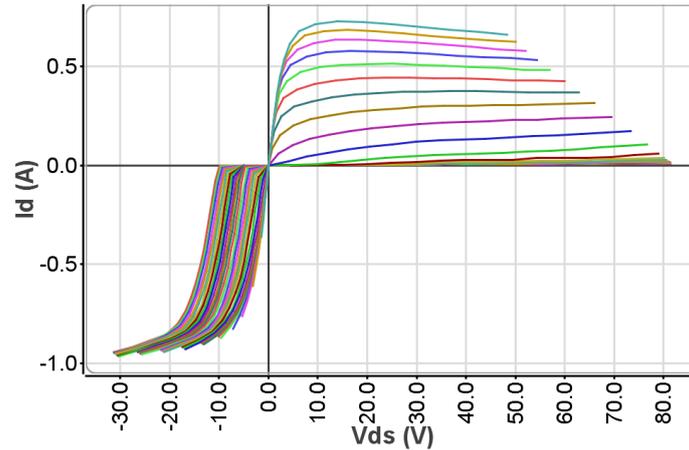


Figure 1-4: Réseau I(V) typique d'un transistor GaN HEMT

### II.2.2.2 Capacités non linéaires

Les capacités  $C_{gd}$  et  $C_{gs}$  deviennent non-linéaires pour de fortes excursions de tensions à leurs bornes ( $V_{ds}$  et  $V_{gs}$ ).

Pour un fonctionnement classique type amplification de puissance ( $V_{ds} > 0$ ), une description des capacités en une dimension ( $V_{gs}$  pour  $C_{gs}$  et  $V_{gd}$  pour  $C_{gd}$ ) est suffisante.

$$C_{gs} = f(V_{gs}) \quad <1.5>$$

$$C_{gd} = f(V_{gd}) \quad <1.6>$$

Cependant, pour une application telle qu'en mode commuté ou mélangeur froid ( $V_{ds} < 0$ ), cette description est insuffisante, et l'on doit rajouter une dimension ( $V_{ds}$ ) à la description pour décrire le fonctionnement réel des capacités.

$$C_{gs} = f(V_{gs}, V_{ds}) \quad <1.7>$$

$$C_{gd} = f(V_{gd}, V_{ds}) \quad <1.8>$$

### II.2.2.3 Diodes

Les diodes grille source et grille drain sont des générateurs de courant non-linéaire représentant le courant positif présent sur la grille lors d'excursions très importantes de tensions en entrée  $V_{gs}$  et  $V_{gd}$  (voir figure 1-5).

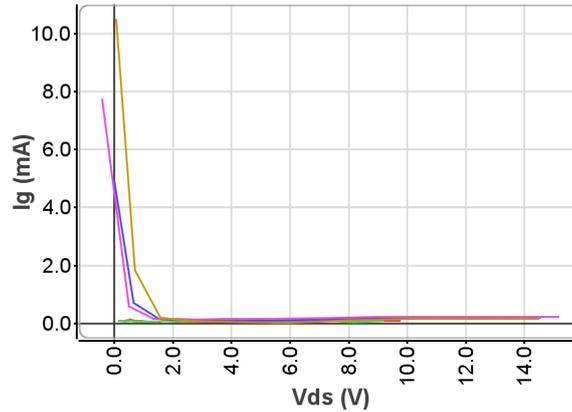


Figure 1-5: Courant présent sur la grille lors d'excursion de tension positive sur la grille

## II.3 Effets limitatifs

### II.3.1 Effets thermiques

Une augmentation de la température du transistor a un impact non négligeable sur ses performances intrinsèques. La figure 1-6 représente un exemple de l'effet thermique sur le courant de drain d'un transistor

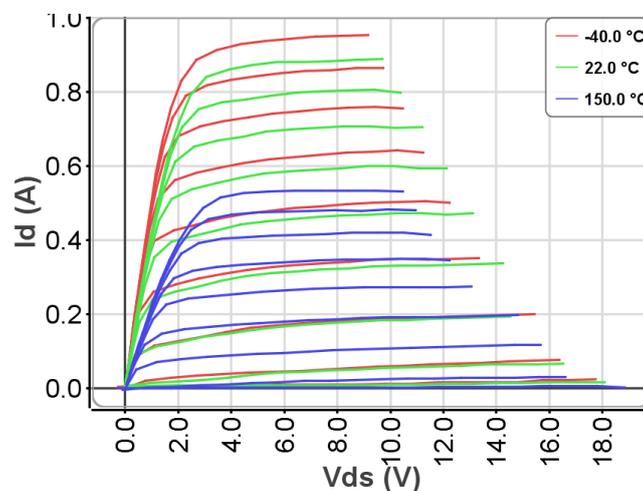


Figure 1-6: Effet de la température sur les réseaux I(V) d'un transistor HEMT GaN

L'effet thermique influe sur trois principales propriétés physiques du transistor :

- 🍏 **Réduction de la mobilité des électrons** : Elle est due aux perturbations rajoutées dans le réseau cristallin pour une augmentation de température. En effet les électrons rentrent en collision plus fréquemment avec les atomes ce qui ralentit leur vitesse de transit. Il en résulte alors une chute du courant de drain  $I_{ds}$ , entraînant donc une diminution de la transconductance  $g_m$ . Ce phénomène est explicité en détails dans la référence [1].
- 🍏 **La largeur de la bande interdite** : Le matériau se dilate en fonction de la température, donc la longueur des mailles aussi. Etant donné que la bande

interdite est inversement proportionnelle cette longueur, la largeur de la bande interdite diminue lorsque la température augmente, ainsi que la tension de claquage.

- 🍏 **La conductivité thermique :** Elle varie sensiblement en fonction de la température. Les meilleurs matériaux étant le SiC et surtout le diamant, ceux-ci sont les plus aptes à évacuer correctement la chaleur.

### *II.3.2 Effets de pièges*

Les pièges peuvent être vus de deux façons différentes : d'un point de vue électrique et d'un point de vue physique. Ici nous nous attacherons à décrire le fonctionnement électrique des pièges.

Ils existent plusieurs familles de pièges. En première approximation nous détaillerons les pièges dits de « gate-lag » réagissant à des changements de polarisation de grille et ceux de « drain-lag » réagissant eux à des changements de polarisation de drain.

Pour quantifier ces phénomènes, trois configurations de mesures sont nécessaires afin de discriminer les effets de « gate-lag » de ceux de « drain-lag » et de ceux des effets thermiques.

- 🍏 Polarisation à  $V_{gs0}=0V$   $V_{ds0}=0V$  : cette polarisation impose une puissance dissipée nulle et maintient l'état thermique à la température ambiante. Pour mesurer un réseau  $I(V)$  classique, il est admis que les impulsions seront négatives pour la grille et positives pour le drain. Les pièges de surface ainsi que ceux de buffer vont capturer des charges lors des mesures. La constante de temps de capture étant très faible, lors de la mesure elle sera terminée. L'état de piégeage sera alors fixé.
- 🍏 Polarisation à  $V_{gs0}=V_p$   $V_{ds0}=0V$  : les impulsions pour la grille et le drain seront donc positives. Les pièges de grille seront donc en train d'émettre les charges capturées, mais comme la constante de temps associée à ce phénomène est importante devant la largeur des impulsions, les pièges de grille seront dans le même état qu'au début de l'impulsion. Leur état sera fixé par la tension de repos  $V_{gs0}$

- Polarisation à  $V_{gs0}=V_p$   $V_{ds0}=V_{ds}$  saturée : la partie du réseau où  $V_{ds}<V_{ds0}$  met en évidence les phénomènes de « drain lag ». En effet les impulsions sur le drain sont négatives et induisent une émission des pièges. Le phénomène d'émission étant lent par rapport la largeur des impulsions, lors de la mesure le courant mesuré sera plus faible que celui de l'état établi.

### II.3.2.1 « Gate-lag »

Il est admis dans les technologies III-V que les pièges de surface sont à l'origine du « gate-lag » [3] [4] [5]. Le courant de drain augmente lentement jusqu'à une valeur plancher lors d'une variation très rapide de la tension de grille alors que la tension de drain est fixée et reste constante (figure 1-7). On peut noter que l'on peut s'affranchir de cet effet par une passivation SiN.

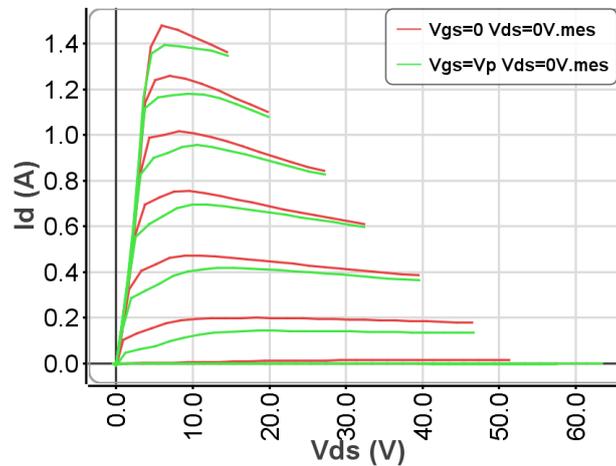


Figure 1-7 : Mise en évidence du phénomène de « gate-lag » par des mesures impulsionnelles à  $V_{gs0}=0V$   $V_{ds0}=0V$  en rouge et  $V_{gs0}=V_p$   $V_{ds0}=0V$  en vert

### II.3.2.2 « Drain-lag »

Pour le « drain-lag », ce sont les pièges de buffer qui en sont à l'origine [3] [4] [5]. Le drain-lag se manifeste par une chute brutale du courant de drain lorsque la tension de drain varie très fortement. Ces pièges sont sensibles à la température [6], une passivation avec une couche de SiN ne change rien sur l'amplitude de la chute de courant.

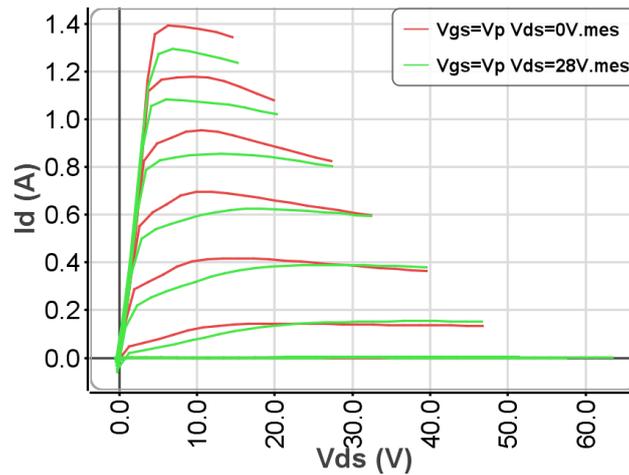


Figure 1-8: Mise en évidence du phénomène de « drain-lag » par des mesures impulsionnelles à  $V_{gs0}=V_p$   $V_{ds0}=0V$  en rouge et  $V_{gs0}=V_p$   $V_{ds0}=28V$

## III Modélisation de transistor HEMTs

### III.1 Modèles phénoménologiques

Nous allons maintenant voir la méthode de modélisation phénoménologique (dites boîte grise), ainsi que les différentes étapes nécessaire à l'extraction d'un tel modèle.

Ces modèles utilisent un circuit électrique équivalent comportant les éléments linéaire et non-linéaires que nous avons présentés en 1.2. Ces éléments non-linéaires sont décrits par des expressions mathématiques les plus simples possibles pour ne pas altérer la convergence et le temps de calcul des simulateurs. On peut noter que les composants doivent être au préalable réalisés avant de les modéliser car les paramètres des expressions sont déterminés à partir de mesures électriques de ces mêmes composants.

La topologie de ces modèles ne change guère d'une technique de modélisation à l'autre (voir figure 1-2 et 1-3). En revanche, l'élément le plus compliqué à décrire est la source de courant. Elle a donné lieu à de nombreux travaux et publications. Nous verrons dans cet historique non exhaustif les principales approches qui ont été développées au cours de ces 50 dernières années.

#### III.1.1 Historique

Cet historique commence par les travaux de Schiman et Hodges [7] qui ont proposé un des premiers modèles de source de courant pour les transistors à effet de champ.

$$\begin{aligned}
 I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) &= 0 \quad \text{pour } V_{gs} \leq V_p \\
 I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) &= \beta \cdot (V_{gs} - V_p)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \quad \text{pour la zone saturée} \\
 I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) &= \beta \cdot V_{ds} \left[ 2 \cdot (V_{gs} - V_p)^2 - V_{ds} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \quad \text{pour la zone ohmique}
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

En 1978, Taki [8] propose en premier la description de la totalité de la caractéristique I/V en employant une seule équation avec une fonction hyperbolique :

$$I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DSS} \times \left( \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \tanh \left[ \alpha \left| \frac{V_{ds}}{V_p - V_{gs}} \right| \right] \tag{1.10}$$

Le modèle développé par Curtice [9] s'inspire des équations précédentes :

$$I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DSS} \times \left( \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \tanh[\alpha \cdot V_{ds}] \tag{1.11}$$

Ce modèle s'applique aussi bien aux MESFET qu'aux transistors HEMTs [10].

Par la suite, Materka et Kacprzak modifient la formule de Taki pour tenir compte de la variation de la tension de pincement  $V_p$  avec la tension de polarisation  $V_{ds}$  [11][12] :

$$\begin{aligned}
 I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) &= I_{DSS} \times \left( \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \tanh \left[ \alpha \left| \frac{V_{ds}}{V_p - V_{gs}} \right| \right] \\
 \text{avec } V_p &= V_{p0} + \gamma \cdot V_{ds}
 \end{aligned} \tag{1.12}$$

En 1981, Tajima introduit une expression complexe prenant en compte 8 paramètres pour la simulation d'un amplificateur de puissance large bande [13].

$$I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{I_{DSS}}{1 - \frac{1}{m}(1 - e^{-m})} \left[ V_{GSN} - \frac{1}{m}(1 - e^{-mV_{GSN}}) \right] \left[ 1 - e^{-V_{DSN}(1 - aV_{DSN} - bV_{DSN}^2)} \right] \quad \text{avec:}$$

$$V_{GSN} = 1 + \frac{V_{GS}(t - \tau) - V_{\phi}}{V_p}, \quad V_{DSN} = \frac{V_{DS}}{V_{DSP} \left( 1 + w \frac{V_{GS}(t - \tau)}{V_p} \right)} \quad \text{et } V_p = V_{p0} + pV_{DSP} + V_{\phi} \tag{1.13}$$

En 1985, Curtice publie une équation empirique, où la source de courant est sous forme polynomiale [14]. C'est le modèle dit « Curtice cubique ».

$$I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) = (A_0 + A_1.V_1 + A_2.V_1^2 + A_3.V_1^3) \cdot \tanh[\alpha.V_{ds}(t)]$$

$$\text{avec } V_1 = V_{gs}(t - \tau) \cdot [1 + \beta.(V_{ds0} - V_{ds}(t))]$$

<1.14>

Angelov s'appuyant sur la démonstration de S.Maas [15] sur la nécessité de prendre en compte les dérivées de la caractéristique IV, utilise le modèle de Curtice et introduit un polynôme de rang n de telle sorte que la conductance et la transconductance qui sont les dérivées du courant par rapport aux tensions de grille et de drain soit calculable [16.]

$$I_{DS}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{pk} \cdot (1 + \tanh(\psi))^2 \cdot (1 + \lambda.V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha.V_{ds})$$

$$\text{avec } \psi = P_1.(V_{gs} - V_{pk}) + P_2.(V_{gs} - V_{pk})^2 + P_3.(V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots$$

$$V_{pk} = V_{pk0} + \gamma.V_{ds}$$

<1.15>

Ce modèle porte le nom de l'université où il a été développé (Chalmers model). En 1996, Angelov l'améliore pour prendre en compte les effets dispersifs [17], et en 2005 il retravaille les équations pour l'adapter aux transistors grand gap (HEMT AlGaIn/GaN et Mesfet SIC) [18].

Dans les années 90, David Root [19] propose une autre approche de la modélisation de la source de courant qui ne permet pas d'accéder aux éléments intrinsèques du transistor. Ce modèle est constitué d'équations qui régissent les valeurs de charge et de courant pour un point de polarisation donné.

En 2002 [20], Santarelli propose aussi une approche de modélisation de la partie intrinsèque du transistor. Cette méthode est une fonction contrôlée en tension basée sur les séries de puissance de Volterra. Ces équations empiriques remplacent les éléments non-linéaires dépendant des tensions de grille et de drain (capacités, diodes et source de courant). En 2007 [21], il modifie l'approche pour l'appliquer aux HEMT's GaN et prendre en compte les effets dispersifs BF (thermique et pièges).

L'équation est décrite ci dessous :

$$i(t) = F[\tilde{v}_c(t)] + C[\tilde{v}_d(t)] \frac{\partial \tilde{v}_d(t)}{\partial t}$$

<1.16>

où C est une matrice capacité quasi-statique et F est un vecteur de fonctions non-linéaires, représentant les réseaux IV statique du composant.

En 1994 [22], JP Teyssier et JP Viaud modifie la source de courant dite de Tajima, afin de tenir compte des décroissance de la transconductance  $g_m$  pour des tensions de grille positive. La modification apportée à cette équation consiste à rajouter un terme multiplicatif,  $Correct_{GmGd}$  qui prend en compte la décroissance du  $g_m$  commençant à apparaître pour les valeurs de  $V_{gs}$  proches de la conduction.

$$Id = Id_{Tajima} \times Correct_{GmGd} \quad \text{avec:}$$

$$Correct_{GmGd} = (1 + \beta_{gm}) \times (V_{ds} + V_{dm}) \times \left[ 1 + \tanh(\alpha_{gm} (V_{gs} - V_{gm})) \right] \quad <1.17>$$

En 1998 [23], Z. Ouarch et al introduisent les phénomènes de pièges de buffer (drain-lag) dans le modèle. Elle s'appuie sur le modèle électrique issu de la physique proposé par Kunihiro en 1996 [24], et l'applique avec des fonctions analytiques extraites purement de mesures impulsionnelles.

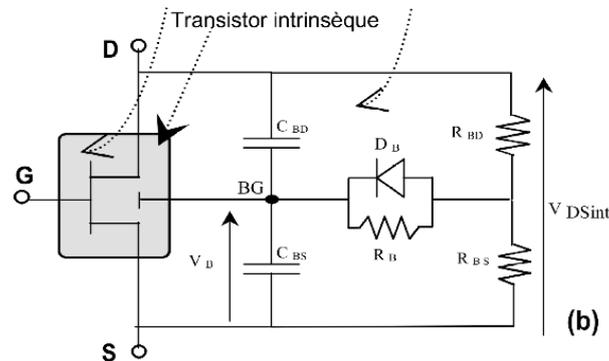


Figure 1-9 : Schéma équivalent du MESFET prenant en compte les effets de « self-backgating »

Les pièges de drain sont vus comme une apparition d'une deuxième électrode de grille qui se forme lorsque les pièges profond du buffer capture des électrons. Ceci ayant pour conséquence de resserrer le canal de conduction et donc de diminuer le courant de drain. Ce phénomène porte le nom de « self-backgating ».

En 2006 [25], C. Lagarde propose une méthode de modélisation pour les pièges de surface. Le fonctionnement du modèle est décrit sur la figure 1-10.

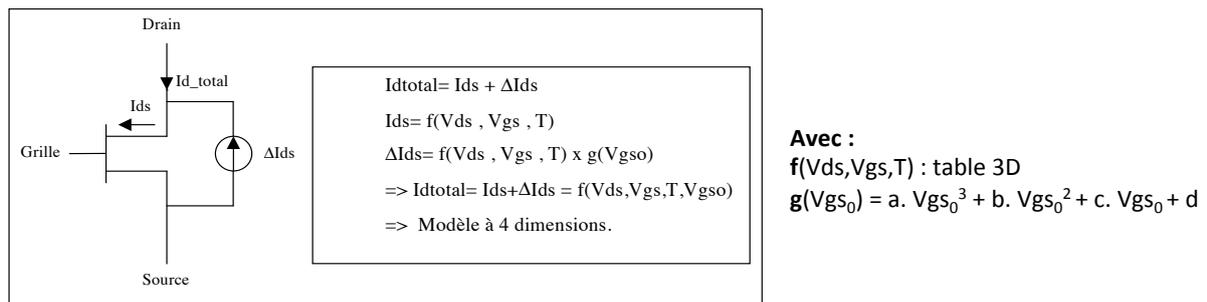


Figure 1-10: Topologie et équations du modèle de transistor prenant en compte les effets de « gate-lag »

L'idée du modèle de Lagarde est d'ajouter une quantité de courant  $\Delta I_d$  à celui de la source de courant ( $I_d$ ) du modèle de transistor 3D [26]. Ce courant  $\Delta I_d$  est la différence entre deux réseaux  $I(V)$  présentant des états de pièges différents. Une table 3D représentant  $\Delta I_d$  est donc extraite avec trois commandes :  $V_{ds}$ ,  $V_{gs}$  et la température.

En 2007 [27] [28], O. Jardel présente un nouveau modèle de HEMT AlGaIn/GaN avec la modélisation des pièges de drain et de grille. Les équations de la source de courant sont celles développées par Teysseier et Viaud en 1994. La figure 1-11 montre la topologie du modèle comprenant la thermique, les effets de « gate-lag » et de « drain-lag ».

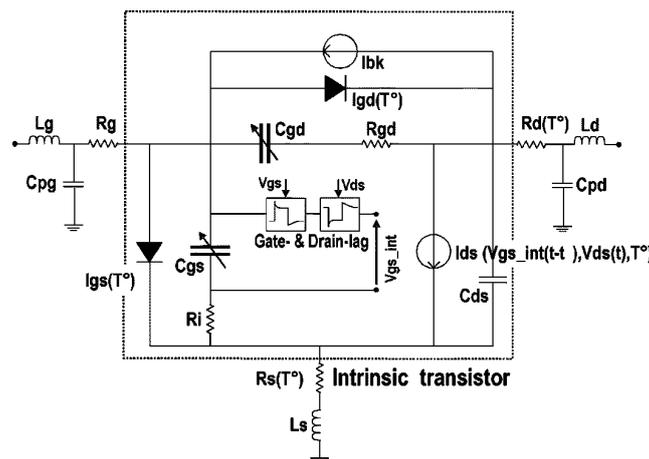


Figure 1-11: Topologie du modèle électrothermique prenant en compte les effets de pièges de drain et de grille.  $I_{ds}$ ,  $I_{gs}$ ,  $I_{gd}$ ,  $R_s$  et  $R_d$  sont dépendantes de la température.

Le modèle de drain lag permet de prendre en compte les effets de capture et d'émission, ainsi que d'y associer les constantes de temps respectives à chacun. Sur la figure 1-12, la topologie du modèle est décrite pour un seul état de piège. Le circuit fonctionne comme un détecteur d'enveloppe, il possède deux entrées  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$ , une sortie  $V_{gs\_int}$ . Cette dernière commande directement la source de courant ou le circuit de « gate-lag » si celui ci est implémenté en aval.

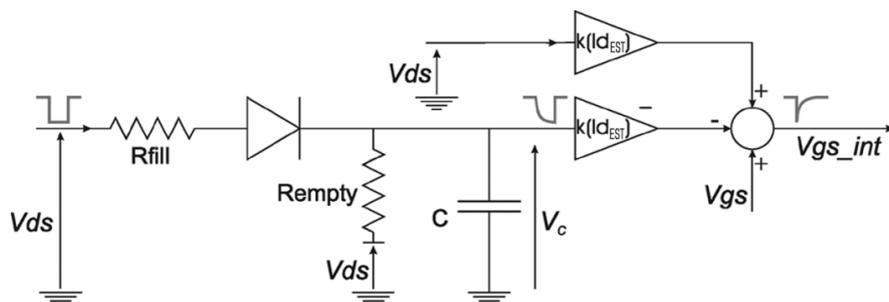


Figure 1-12: Schéma du modèle de drain-lag proposé par Jardel

Enfin en 2010 [29], C. Charbonniaud propose une nouvelle formulation de la source de courant (équations 1.18) afin de pouvoir l'utiliser avec des classes AB, B C D et S. Pour cela, il faut pouvoir décrire le fonctionnement du transistor dans la zone négative en tension  $V_{ds}$ .

$$I_{ds} = U \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad \langle 1.18 \rangle$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[ (\alpha_1 - \alpha_2) \times \tanh(-V_{gs} + V_{g1}) + (\alpha_1 + \alpha_2) \right] \quad \langle 1.19 \rangle$$

$$U = Fa \left( I_1 \cdot (V_1 + \lambda) + \frac{(V_{ds} - V_{dsp})}{R_{ds0}}, R_u, U_0 \right) \quad \langle 1.20 \rangle$$

$$V_1 = F_p (V_{gs}, V_{ds}) \quad \langle 1.21 \rangle$$

Le schéma équivalent du modèle est décrit dans la figure 1-13, et porte le nom de la société dans laquelle il a été développé : le modèle AMCAD:

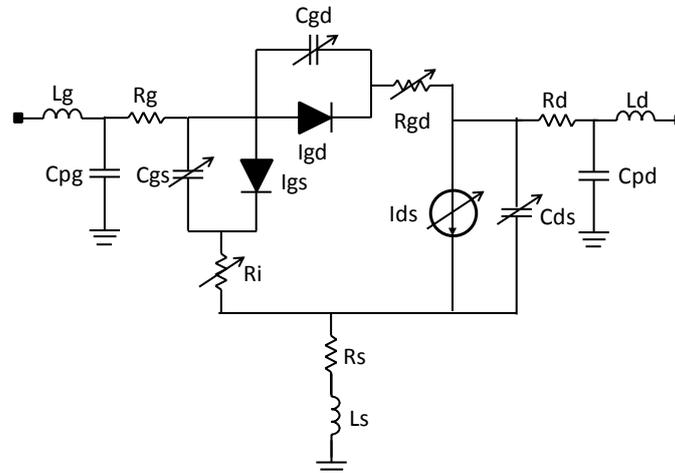


Figure 1-13 : Schéma équivalent du modèle multi-polarisation

Agilent a pour sa part développé un modèle de HEMT GaN pour ICCAP™, le EEhemt [30]. Les capacités  $C_{gd}$  et  $C_{gs}$  sont dépendantes de la polarisation, par contre le modèle n'est pas électrothermique. Le schéma équivalent est décrit en figure 1-14.

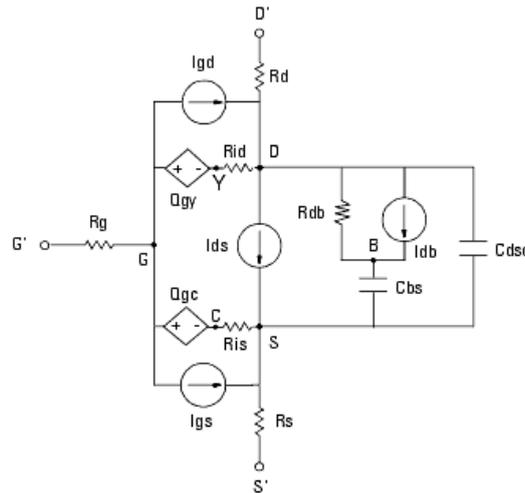


Figure 1-14 : Topologie du modèle EEHEMT

En résumé, pour modéliser des transistors HEMT, il existe quatre principaux modèles

	Angelov Model	EEHEMT Model	Curtice Model	AMCAD Model
Nombre de paramètres	80	71	48	65
Capacités dépendantes de la polarisation	Oui	Oui	Oui	Oui
Prise en compte de la thermique	Oui	Non	Oui	Oui
Prise en compte des pièges	Non	Non	Oui	Oui

Tableau 1-1 : Tableau comparatif des quatre principaux modèles dédiés aux HEMTs

### III.1.2 Méthodologie d'extraction

Dans ce paragraphe, les mesures nécessaires à l'extraction d'un modèle électrothermique et prenant en compte les effets de pièges seront mises en évidence. Le modèle ainsi présenté est le « Amcad Model » fondé sur le modèle proposé par C. Charbonniaud.

Les différentes étapes nécessaires à l'extraction d'un tel modèle sont décrites dans la figure 1-15.

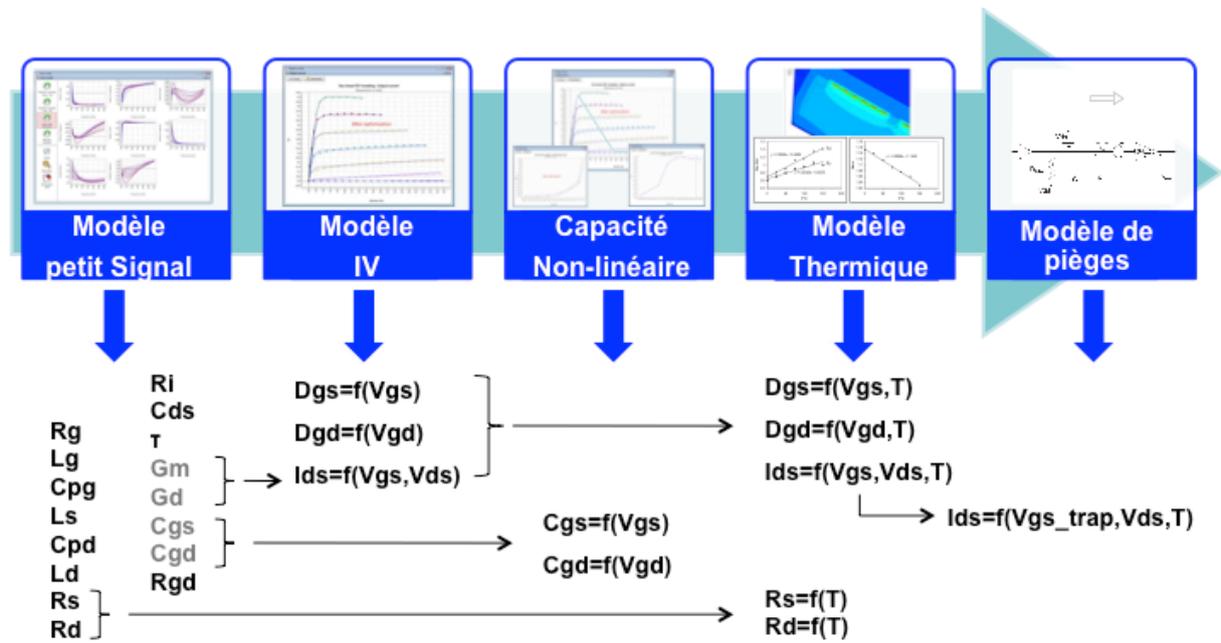


Figure 1-15 : Procédure d'extraction d'un modèle électrothermique de HEMT GaN multi-polarisation prenant en compte les effets de pièges

Les mesures nécessaires à cette modélisation sont des mesures I(V) et paramètres [S] pulsées. En effet ces mesures nous permettent de s'affranchir des problèmes d'auto-échauffement (figure 1-17 et 1-18), de pouvoir mettre en évidence les phénomènes de pièges et de pouvoir décorrélérer ces deux phénomènes afin de pouvoir les caractériser et les modéliser finement.

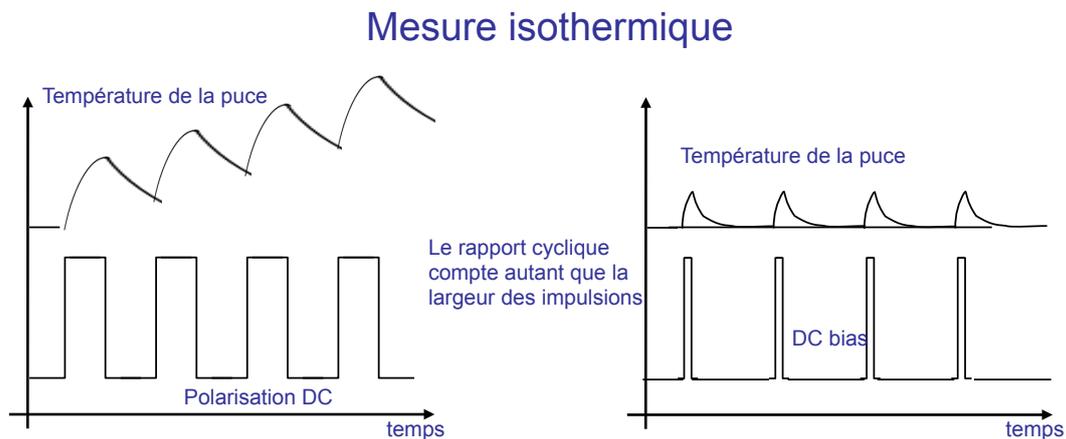


Figure 1-16: Mise en évidence de l'auto-échauffement d'un transistor lors de sa caractérisation impulsionnelle selon le rapport cyclique et la durée des impulsions

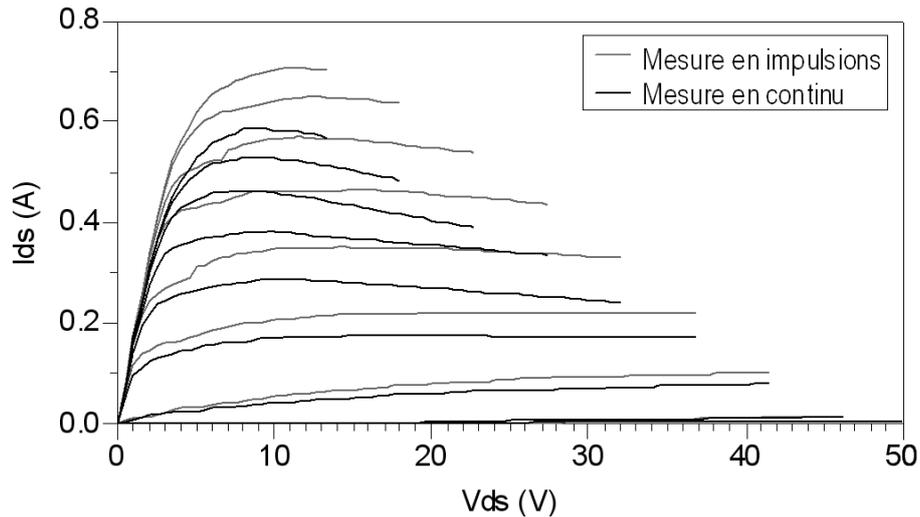


Figure 1-17 : Comparaison d'une mesure en impulsion et d'une mesure statique du courant de drain

### III.1.2.1 Modèle linéaire

La première étape est d'extraire les éléments extrinsèque et les éléments intrinsèque pour un d'un point de polarisation donné et ne reste valide que pour de faibles excursions autour de ce point. Le schéma équivalent de ce modèle est celui que nous avons décrit dans le 1.2. Sur la figure 1-18, nous rappelons la topologie de ce modèle.

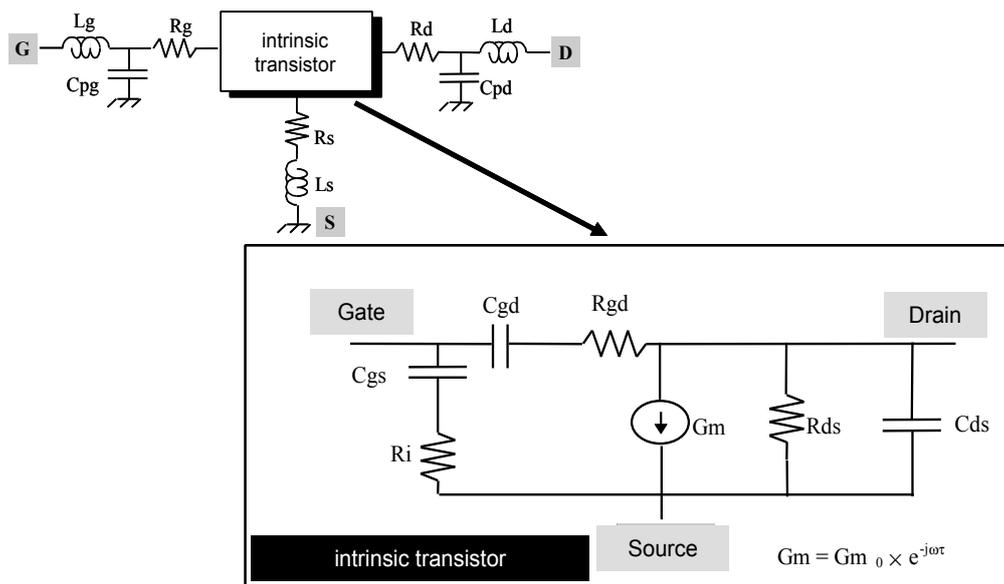


Figure 1-18: Topologie du modèle petit signal d'un transistor HEMT

La qualité d'un tel modèle repose sur une extraction précise des éléments extrinsèques. Pour cela les éléments extrinsèques  $R_d$ ,  $L_d$ ,  $C_{pd}$ ,  $R_g$ ,  $L_g$ ,  $C_{pg}$ ,  $R_s$  et  $L_s$  sont estimés pour des valeurs d'éléments intrinsèques indépendantes de la fréquence (dû à la topologie du modèle).

Pour déterminer correctement les éléments extrinsèques, un algorithme d'optimisation est utilisé pour divers point chaud du réseau I(V), en utilisant les paramètres [Y] intrinsèques déduits des paramètres [S] mesurés par de-embedding des éléments extrinsèques. Les valeurs des éléments extrinsèques sont optimisés de telle sorte que la matrice [Y] intrinsèque résultant de leur de-embedding donne des valeurs analytiques (voir équations suivantes) indépendantes de la fréquence :

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}\{Y_{12}\}}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{12}\}}{\text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad <1.22>$$

$$R_{gd} = \frac{-\text{Re}\{Y_{12}\}}{C_{gd}^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{12}\}}{\text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad <1.23>$$

$$C_{gs} = \frac{(\text{Im}\{Y_{11}\} + \text{Im}\{Y_{12}\})}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{11}\} + \text{Re}\{Y_{12}\}}{\text{Im}\{Y_{11}\} + \text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad <1.24>$$

$$G_d = \text{Re}\{Y_{12}\} + \text{Re}\{Y_{22}\} \quad <1.25>$$

$$C_{ds} = \frac{(\text{Im}\{Y_{12}\} + \text{Im}\{Y_{22}\})}{\omega} \quad <1.26>$$

$$R_i = \frac{(\text{Re}\{Y_{11}\} + \text{Re}\{Y_{12}\})}{C_{gs}^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{11}\} + \text{Re}\{Y_{12}\} - G_d g_s}{\text{Im}\{Y_{11}\} + \text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad <1.27>$$

$$G_m = \sqrt{(A^2 + B^2)(1 + R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2)} \quad <1.28>$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \text{arctg} \left( \frac{B + A R_i C_{gs} \omega}{A - B R_i C_{gs} \omega} \right) \quad <1.29>$$

$$A = \text{Re}\{Y_{21}\} - \text{Re}\{Y_{12}\} \quad <1.30>$$

$$B = \text{Im}\{Y_{21}\} - \text{Im}\{Y_{12}\} \quad <1.31>$$

Un exemple type de paramètres intrinsèques extraits pour un modèle de transistor HEMT GaN en fonction de la tension  $V_{ds}$  est donné en figure 1-20.

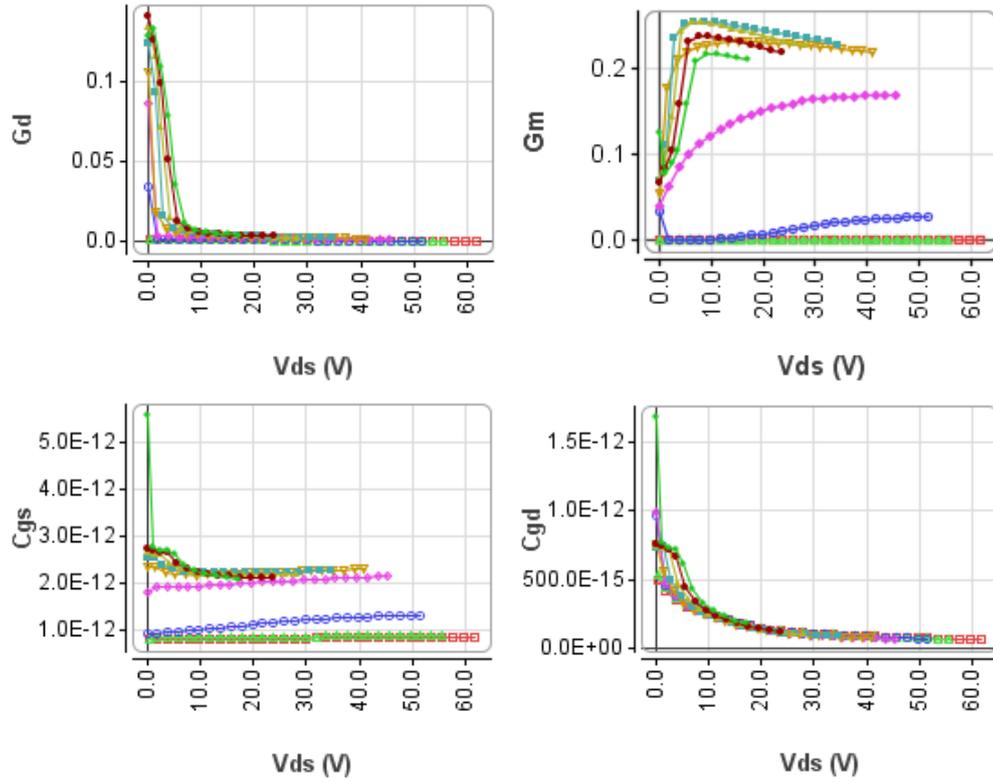


Figure 1-19 : Exemple de valeurs de  $G_d$ ,  $G_m$ ,  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  obtenues par extraction multi-polarisation pour un transistor HEMT GaN à un point de polarisation de  $V_{DS0}=25V$  et  $I_{ds0}=250\text{ mA}$

### III.1.2.2 Extraction de la source de courant

En utilisant les mesures  $I(V)$  réalisées à une température fixée, un moteur d'optimisation est utilisé afin d'évaluer les valeurs des paramètres du modèle de la source de courant qui est rappelé dans les équations 1.32

$$I_{ds} = U \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad <1.32>$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[ (\alpha_1 - \alpha_2) \times \tanh(-V_{gs} + V_{g1}) + (\alpha_1 + \alpha_2) \right] \quad <1.33>$$

$$U = Fa \left( I_1 \cdot (V_1 + \lambda) + \frac{(V_{ds} - V_{dsp})}{R_{ds0}}, R_u, U_0 \right) \quad <1.34>$$

$$V_1 = F_p(V_{gs}, V_{ds}) \quad <1.35>$$

Un exemple de réseau  $I(V)$  optimisé par les équations ci-dessus est tracé et comparé aux mesures en figure 1-21.

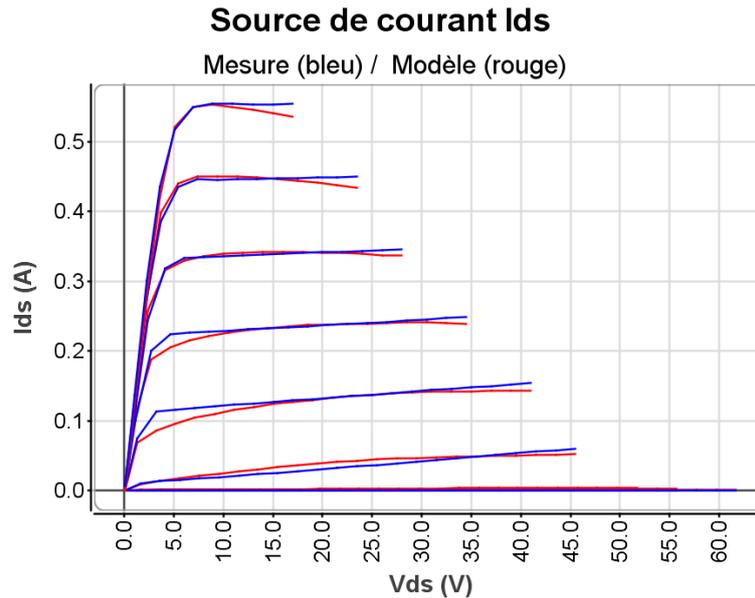


Figure 1-20 : Comparaison entre la simulation(bleu) et mesure(rouge) d'un modèle de source de courant

### III.1.2.3 Extraction des capacités non-linéaires

La modélisation des capacités non-linéaire  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  est décrite par une fonction dépendante de la tension à leurs bornes respectives ( $V_{gs}$  et  $V_{gd}$ ), le long d'une droite de charge imposée (figure 1-22).

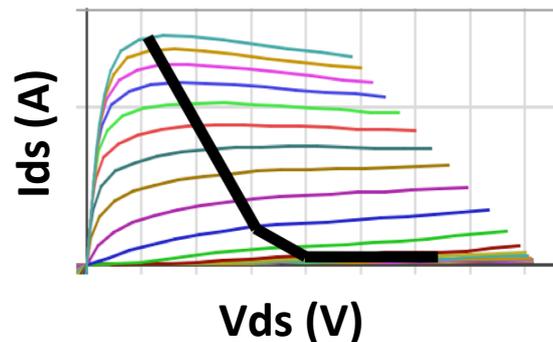


Figure 1-21: Cycle de charge choisi pour l'extraction des capacités non-linéaire

Il est important de noter que le choix du cycle de charge doit être au plus près de l'application visée, car les capacités sont dépendantes de la température et de l'excursion du cycle de charge.

Les fonctions utilisées pour la modélisation des capacités non-linéaires sont des tangentes hyperboliques. Un exemple de valeurs des capacités extraites le long du cycle de charge choisi et représenté sur la figure 1-23.

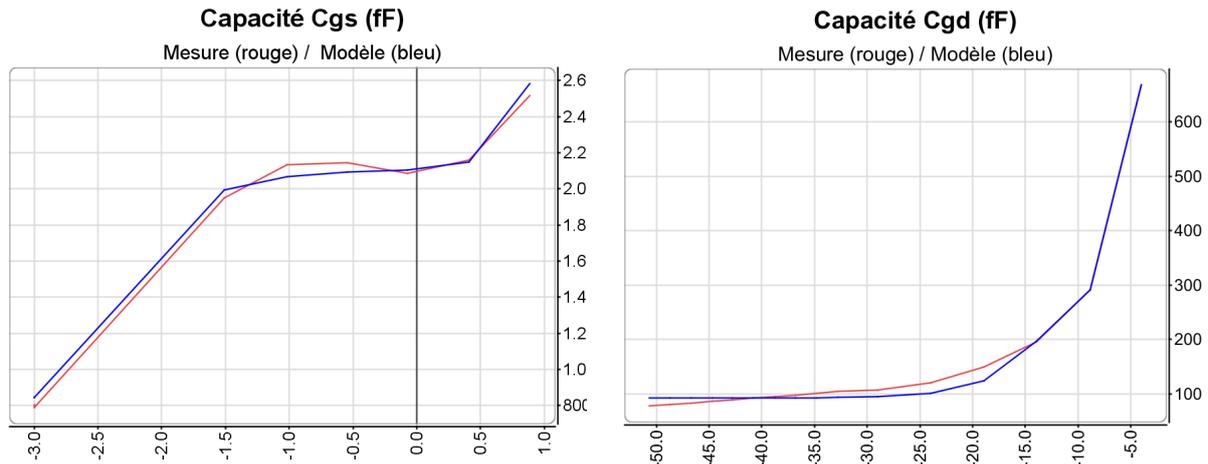


Figure 1-22 : Comparaison modèle/mesure des capacités Cgs et Cgd en fonction de Vgs et Vgd respectivement extraites le long d'un cycle de charge (classe AB)

### III.1.2.4 Extraction du modèle électrothermique

Pour modéliser la dépendance thermique des paramètres de la source de courant, des mesures à plusieurs températures ambiantes sont nécessaires. La figure 1-24 illustre un exemple de caractérisation à 3 températures ambiantes (-40°C, 22°C et 150°C) de la source de courant permettant de déduire la dépendance thermique des conductances et transconductances équivalentes.

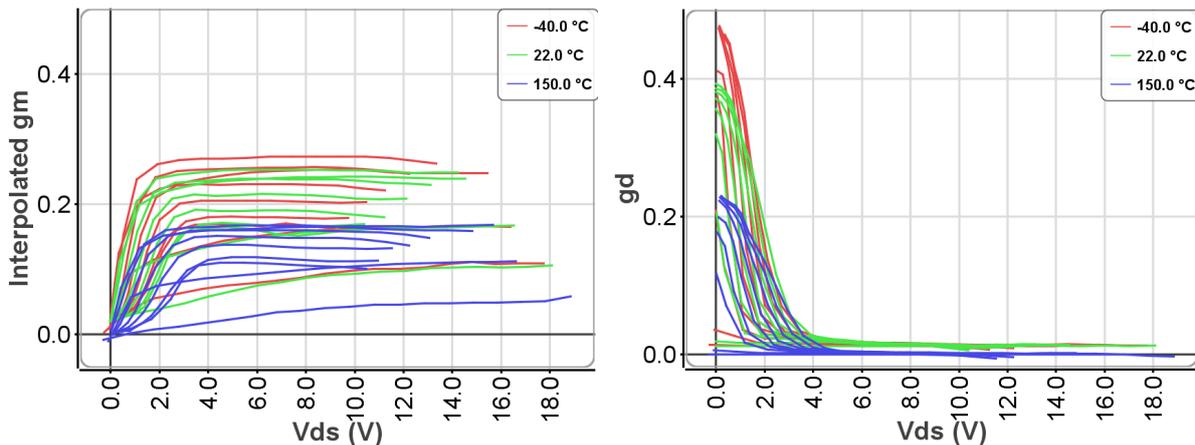


Figure 1-23 : Impact de la thermique sur les valeurs de conductance et transconductance d'un transistor HEMT GaN

Selon la plupart des études publiées et notre propre expérience de caractérisation, on considère que la plupart des éléments du modèle ont une variation linéaire en fonction de la température (à l'exception des courants des diodes).

Les principaux éléments dépendant de la température sont décrits avec les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_s &= R_{s0} \cdot (1 + \alpha_{R_s} T) \\
 R_d &= R_{d0} \cdot (1 + \alpha_{R_d} T) \\
 I_{dss} &= I_{dss0} \cdot (1 + \alpha_{I_{dss}} T) \\
 P &= P_0 \cdot (1 + \alpha_p T) \\
 N_{gs} &= N_{gs0} \cdot (1 + \alpha_{N_{gs}} T) & I_{sgs} &= I_{sgs0} + I_{sgsT} e^{\left(\frac{T}{T_{sgs}}\right)} (1 + \alpha_{N_{gs}} T) \\
 N_{gd} &= N_{gd0} \cdot (1 + \alpha_{N_{gd}} T) & I_{sgd} &= I_{sgd0} + I_{sgdT} e^{\left(\frac{T}{T_{sgd}}\right)} (1 + \alpha_{N_{gd}} T)
 \end{aligned}
 \tag{1.36}$$

A titre d'exemple, une source de courant de transistor HEMT GaN extraite à l'aide de mesures I(V) pulsées a été modélisée pour trois températures ambiantes et comparées à la mesure sur la figure 1-25 :

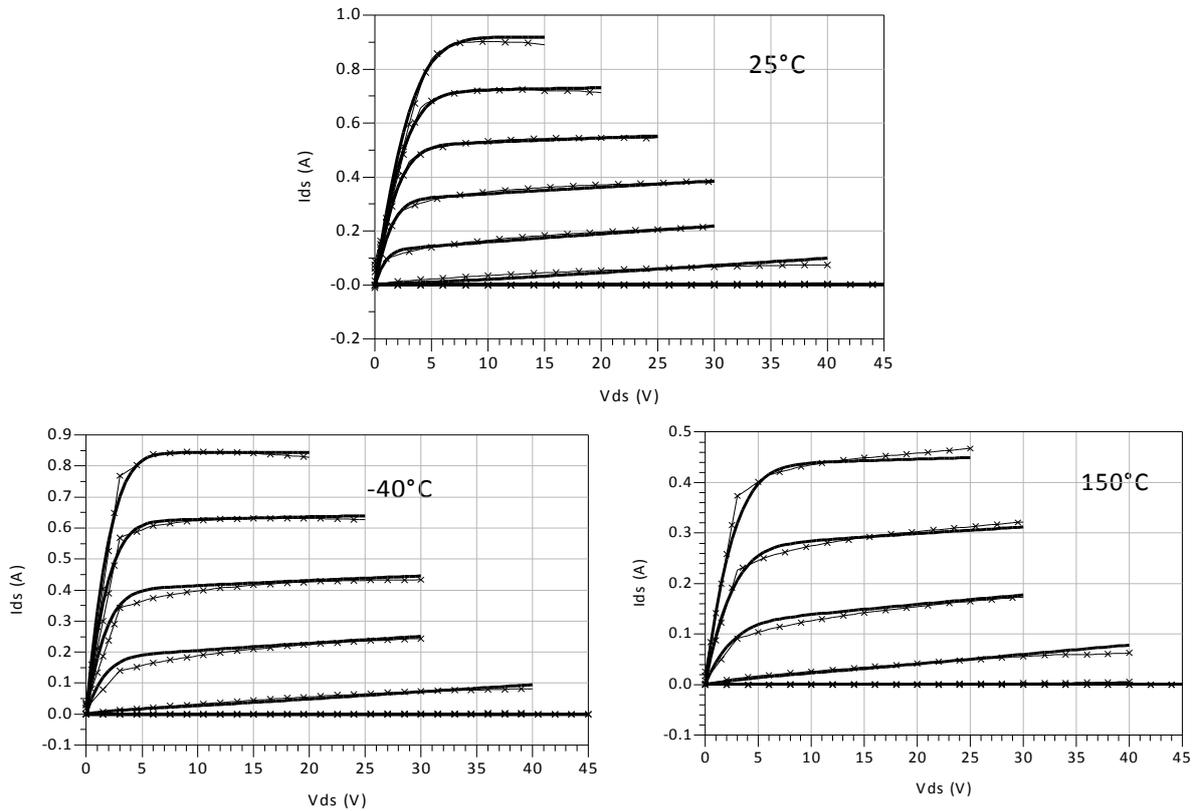


Figure 1-24 : Comparaison des réseaux I(V) simulés (traits noir continu) et mesurés (croix grise) en fonction de la température ambiante

### III.1.2.5 Extraction des effets de drain-lag et gate-lag

Le modèle de drain-lag et de gate-lag présenté ici est celui développé par Jardel et al dans [27] [28]. Un rappel de la topologie du modèle prenant en compte les effets thermiques et de pièges est donné en figure 1-26. Cette topologie a déjà été citée dans l'historique 1.3.1.1

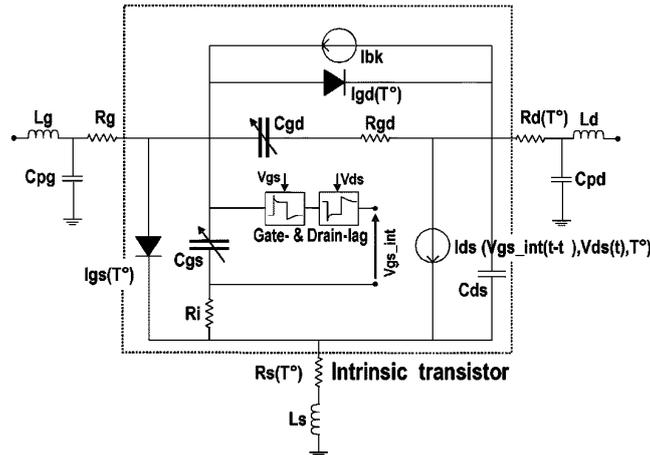


Figure 1-25 : Topologie du modèle électrothermique prenant en compte les effets de pièges de grille et de drain

L'effet des pièges sur le courant de drain peut être modélisé par une modification de la tension  $V_{gs}$  modulant le courant  $I_{ds}$ . C'est pour cela que le circuit de gate-lag et de drain-lag est intercalé entre le port de grille et de drain afin de corriger la commande  $V_{gs}$ .

Cette modélisation permet de reproduire des effets de pièges sur une courbe de transfert  $P_s/P_e$  lors d'une mesure de puissance en mode CW (figure 1-27).

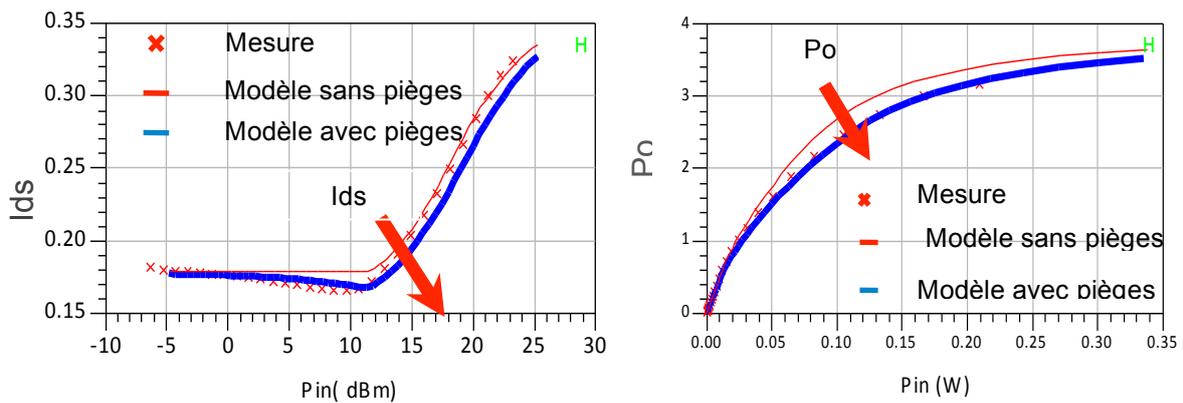


Figure 1-26 : Comparaison entre une mesure de puissance CW (croix rouge), un modèle sans pièges (ligne rouge continue) et un modèle avec pièges (ligne bleue continue)

### III.1.3 Limitations

Ces méthodes sont très efficaces pour la conception d'amplificateurs MMIC (les transistors sont sur wafer). Cependant lorsque les transistors sont mis en boîtier, les modèles sont très difficiles à extraire, en raison des éléments parasites du boîtier.

Cependant, dans [31] [32] [33], les auteurs ont proposé des topologies de modèle de boîtier qui s'avèrent être très efficaces. Un exemple de modèle électrique localisé de boîtier couplé à un modèle de transistor est décrit dans la figure 1-28. Une solution

proposée [34] est d'extraire le modèle du transistor d'une part, extraire le modèle du boîtier d'autre part et d'assembler les deux afin de coller aux mieux aux mesures du transistor en boîtier.

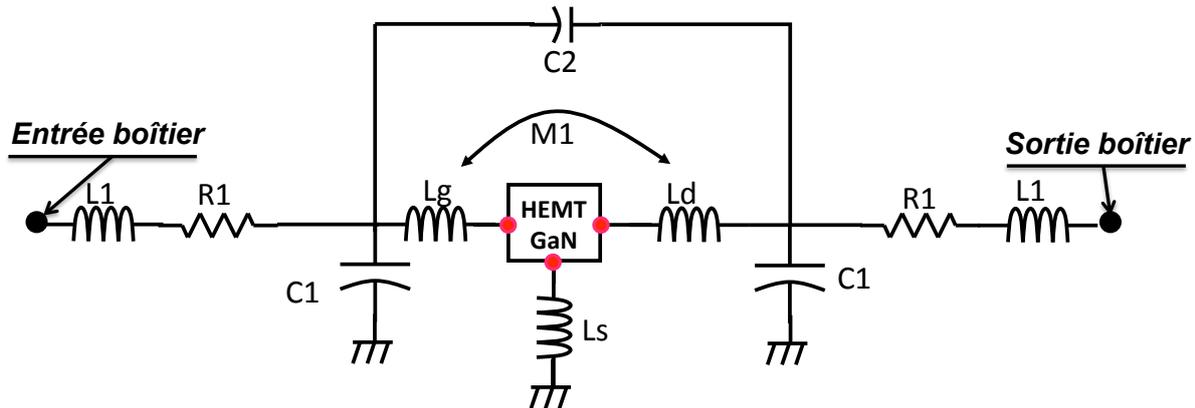


Figure 1-27 : Modèle électrique d'un boîtier associé à un transistor HEMT GaN

Néanmoins cette solution nécessite d'avoir des mesures de la puce seule, du boîtier en configuration à vide, et de la puce avec le boîtier.

Ainsi, il est très difficile voire impossible d'extraire les valeurs des éléments du boîtier indépendamment de celles du transistor si on ne dispose d'aucune information sur le transistor et sur le boîtier (les éléments du boîtier masquent les éléments intrinsèques du transistor).

Une solution proposée qui a commencé à émerger depuis 2009 est de modéliser les transistors en boîtier par des modèles comportementaux « boîte noire ». Nous allons aborder ces modèles dans le prochain paragraphe.

### III.2 Modélisation comportemental de transistor « boîte noire »

Très récemment, de nombreux travaux sur la modélisation comportementale de transistor ont été publiés. L'approche est ici totalement différente de l'approche par circuit électrique équivalent proposé dans le chapitre 1.3.1. En effet, le transistor n'est plus considéré comme étant composé de deux parties intrinsèque et extrinsèque, mais le transistor est modélisé de son accès d'entrée vers son accès de sortie avec des équations qui régissent directement les ondes de puissance ou de tensions/ courants aux accès du boîtier. Tous les phénomènes de boîtier et d'éléments extrinsèque sont donc contenus dans le modèle, interdisant alors d'avoir accès à ces éléments indépendamment les uns des autres.

### III.2.1 Modèle PHD

Récemment, J Verspecht a introduit le modèle PHD [35], permettant de modéliser des amplificateurs RF et micro-ondes. C'est un modèle dit « boîte noire », décrit dans le domaine fréquentiel, bien adapté pour les composants dispersifs en fréquence. Les signaux considérés sont discrets et composés de composantes à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques (signaux périodiques). Les ondes incidentes et réfléchies aux différents accès vont pouvoir donc être décrites par rapport à leur indice d'accès  $i$  (1 entrée et 2 sortie) et leur indice d'harmonique  $k$  (1 pour le  $f_0$ , 2 pour  $2f_0$ , ...). Toute la difficulté du problème à résoudre est de déterminer les fonctions multi-variables à utiliser pour décrire correctement les ondes réfléchies  $b_{ik}$  par rapport aux ondes incidentes  $a_{ik}$ . Mathématiquement cela nous donne :

$$\begin{aligned} b_{1k} &= f_{NL}(a_{11}, a_{12}, a_{13}, \dots, a_{21}, a_{22}, a_{23}, \dots) \\ b_{2k} &= f_{NL}(a_{11}, a_{12}, a_{13}, \dots, a_{21}, a_{22}, a_{23}, \dots) \end{aligned} \quad <1.37>$$

On peut donc décrire un mapping fréquentiel des ondes incidentes aux accès (excitations du modèle) par rapport aux ondes réfléchies (réponses du modèle) graphiquement (figure 1-29).

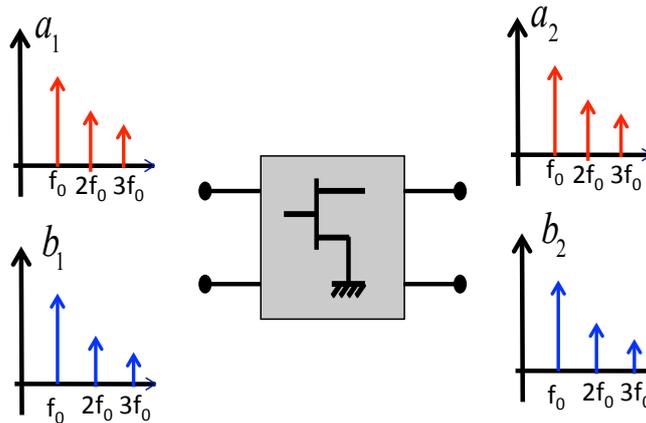


Figure 1-28: Principe du mapping fréquentiel

Les fonctions  $f_{nl}$  décrivent un système invariant dans le temps. Donc si on applique une phase arbitraire sur  $a_{11}$ , elle se retrouve appliquée sur les autres ondes de la façon suivante :

$$\begin{aligned} b_{1k} e^{j\theta} &= F_{1k}(a_{11} e^{j\theta}, a_{12} e^{j2\theta}, \dots, a_{21} e^{j\theta}, a_{21} e^{j2\theta}) \\ b_{2k} e^{j\theta} &= F_{2k}(a_{11} e^{j\theta}, a_{12} e^{j2\theta}, \dots, a_{21} e^{j\theta}, a_{21} e^{j2\theta}) \end{aligned} \quad <1.38>$$

Si on considère que l'inverse de  $\theta$  correspond à la phase de  $a_{11}$ , on peut normaliser toutes les phases des autres ondes. On peut donc écrire que

$$\begin{aligned}
 b_{1k} &= F_{1k}(|a_{11}|, a_{12}P^{-2}, \dots, a_{21}P^{-1}, a_{21}P^{-2})P^k \\
 b_{2k} &= F_{2k}(|a_{11}|, a_{12}P^{-2}, \dots, a_{21}P^{-1}, a_{21}P^{-2})P^k \\
 \text{avec } P &= e^{j\varphi(a_{11})}
 \end{aligned} \tag{1.39}$$

Lorsqu'on travaille avec un fort signal, le théorème de superposition ne peut plus s'appliquer. Cependant, si on considère que la non-linéarité produite par le DUT est principalement due à la contribution de l'onde en entrée  $a_1$  à la fréquence fondamentale  $f_0$  ( $a_{11}$ ), ce qui est bien évidemment le cas pour les amplificateurs RF et micro-ondes, les réponses harmoniques du DUT sont suffisamment petites pour pouvoir être linéarisées autour de l'état fort signal imposé par l'onde  $a_{11}$ . Ce principe est appelé théorème de superposition harmonique et nous permet d'écrire avec un développement de Mac Laurin :

$$\begin{aligned}
 b_{1k} &= F_{1k}(|a_{11}|, 0, \dots, 0, 0) + \sum_{jl} G_{1k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \operatorname{Re}(a_{jl}) + \sum_{jl} H_{1k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \operatorname{Im}(a_{jl}) \\
 b_{2k} &= F_{2k}(|a_{11}|, 0, \dots, 0, 0) + \sum_{jl} G_{2k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \operatorname{Re}(a_{jl}) + \sum_{jl} H_{2k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \operatorname{Im}(a_{jl}) \\
 \text{avec } P &= e^{j\varphi(a_{11})} \quad G_{ik,jl}(|a_{11}|) = \left. \frac{\partial F_{1k}}{\partial \operatorname{Re}(a_{jl})} \right|_{(|a_{11}|, 0, \dots, 0, 0)} \quad H_{ik,jl}(|a_{11}|) = \left. \frac{\partial F_{1k}}{\partial \operatorname{Im}(a_{jl})} \right|_{(|a_{11}|, 0, \dots, 0, 0)} \tag{1.40}
 \end{aligned}$$

En sachant que :

$$\operatorname{Re}(a_{jl}) = \frac{a_{jl} + a_{jl}^*}{2} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im}(a_{jl}) = \frac{a_{jl} - a_{jl}^*}{2j} \tag{1.41}$$

On obtient :

$$\begin{aligned}
 b_{1k} &= F_{1k}(|a_{11}|, 0, \dots, 0, 0) + \sum_{jl} G_{1k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \frac{a_{jl} + a_{jl}^*}{2} + \sum_{jl} H_{1k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} P^{k-l} \frac{a_{jl} - a_{jl}^*}{2j} \\
 b_{2k} &= F_{2k}(|a_{11}|, 0, \dots, 0, 0) + \sum_{jl} G_{2k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \frac{a_{jl} + a_{jl}^*}{2} + \sum_{jl} H_{2k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} \frac{a_{jl} + a_{jl}^*}{2j}
 \end{aligned} \tag{1.42}$$

De cette manière, par identification on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 b_{1k} &= \sum_{ik} S_{1k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} a_{jl} + \sum_{ik} T_{1k,jl}(|a_{11}|)P^{k+l} a_{jl}^* \\
 b_{2k} &= \sum_{ik} S_{2k,jl}(|a_{11}|)P^{k-l} a_{jl} + \sum_{ik} T_{2k,jl}(|a_{11}|)P^{k+l} a_{jl}^* \\
 \text{avec } P &= e^{j\varphi(a_{11})}
 \end{aligned} \tag{1.43}$$

Certains noyaux comme par exemple  $S_{11,22}$  décrit l'influence de l'onde  $a$  à l'harmonique 2 en sortie ( $a_{22}$ ) sur l'onde  $b$  à l'harmonique 1 en entrée ( $b_{11}$ ). Ce noyau est

une fonction de conversion en fréquence, donc une fonction non-analytique. Cependant ce formalisme est très adapté pour décrire facilement et rapidement le comportement non-linéaire d'un composant peu désadaptés.

Récemment, Agilent a introduit les paramètres du modèle PHD comme étant les paramètres X. Les possibilités de ce modèle ont été déjà démontrées en [35], mais pour des désadaptations faibles vis à vis de 50 Ohms. L'équation décrivant les X-parameters est la suivante :

$$b_{ik} = X_{ik}^F(|a_{11}|) \sum_{jl} X_{ik,jl}^S(|a_{11}|) P^{k-l} a_{jl} + \sum_{jl} X_{ik,jl}^T(|a_{11}|) P^{k+l} a_{jl}^* \quad <1.44>$$

avec  $P = e^{j\varphi(a_{11})}$

De la même manière, la société NMDG a repris les équations du modèle PHD, et a développé un modèle portant le nom de S-function [36]. Les équations sont identiques à celle du PHD.

$$b_{ik} = H_{ik}^F(|a_{11}|) \sum_{jl} S_{ik,jl}^S(|a_{11}|) P^{k-l} a_{jl} + \sum_{jl} S_{ik,jl}^C(|a_{11}|) P^{k+l} a_{jl}^* \quad <1.45>$$

Les deux premiers modèles (S-functions et X-parameters) ont été développés, dans un premier temps pour la modélisation multi-harmonique d'amplificateurs (faible désadaptation). Or les transistors de puissance étant fortement désadaptés par rapport à 50 ohms, l'hypothèse de départ du modèle qui est une linéarisation autour d'un niveau très faible de l'onde  $a_2$  très faible devient fausse. Néanmoins l'expression de l'onde  $a_2$  est :

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2} \quad <1.46>$$

Il est donc possible de rendre  $a_2$  faible de façon artificielle en changeant le  $Z_{ref}$  du modèle. L'équation du modèle PHD devient donc :

$$b_{ik}(t) = \sum_{jl} S_{ik,jl}(|a_{11}(t)|, Z_0) P^{k-l} a_{jl}(t) + \sum_{jl \neq 1,1} T_{ik,jl}(|a_{11}(t)|, Z_0) P^{k+l} a_{jl}^*(t) \quad <1.47>$$

avec  $P = e^{j\varphi(a_{11})}$

Par la suite en [37] [38], Agilent a généralisé sa méthode par ce biais pour des transistors présentant de fortes désadaptations vis à vis de 50 Ohms, et finalement en [39], un exemple sur des transistors HEMT GaN a été développé. NMDG a pour sa part appliqué la même dépendance aux impédances de fermeture dans [40] [41]

### III.2.2 Méthodologie d'extraction

Nous allons maintenant détailler les méthodes d'extractions associées au modèle PHD ainsi que les bancs de mesure associés à ces modèles.

Les modèles décrits dans le 1.3.2.1 nécessitent des mesures tempo-fréquentiels pour les X-parameters et les S-functions.

Chaque modèle possède son propre banc d'extraction cependant les modèle S-functions et X-parameters présente beaucoup de similitude. En effet les deux bancs d'extraction sont articulés autour d'un Non-linear Vector Network Analyser (NVNA) qui est capable de capturer les ondes a et b en module et phase absolue.

Pour comprendre la procédure d'extraction de ces modèles prenons l'exemple d'un modèle avec deux harmoniques et considérons l'onde  $b_2$  à l'harmonique 1 :

$$\begin{aligned}
 b_{21} = & S_{21,11}(|a_{11}|) a_{11} \\
 & + S_{21,12}(|a_{11}|) a_{12} + T_{21,12}(|a_{11}|) a_{12}^* \\
 & + S_{21,21}(|a_{11}|) a_{21} + T_{21,21}(|a_{11}|) a_{21}^* \\
 & + T_{21,22}(|a_{11}|) a_{22} + T_{21,22}(|a_{11}|) a_{22}^*
 \end{aligned}
 \tag{1.48}$$

Pour extraire chaque noyau, il suffit de pouvoir mesurer l'influence de chaque onde indépendamment les unes des autres de façon artificielle.

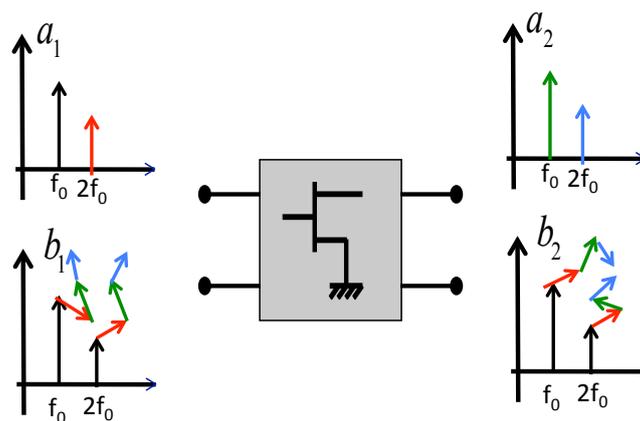


Figure 1-29 : Théorème de superposition

En repartant du théorème de superposition (figure 1-30), on peut mesurer chaque influence distinctive des ondes de la façon suivante :

- La non-linéarité est fixée par l'onde  $a_1$  à la fréquence fondamentale, ce qui permet d'extraire le noyau  $S_{21,11}$

- Ensuite une contribution (suffisamment faible pour ne pas changer l'état non-linéaire établi) est ajoutée à l'onde  $a_1$  à la fréquence harmonique 2 ( $2f_0$ ), et on mesure son influence sur les ondes  $b_2$  à toutes les fréquences fondamentales et harmoniques ( $b_{21}$  et  $b_{22}$ ). Cela nous permet d'extraire les noyaux  $S_{21,12}$  et  $T_{21,12}$ . Cette étape est répétée pour toutes les fréquences harmoniques de  $a_1$  et  $a_2$

Le synoptique du banc d'extraction d'un modèle de type PHD est décrit sur la figure 1-31

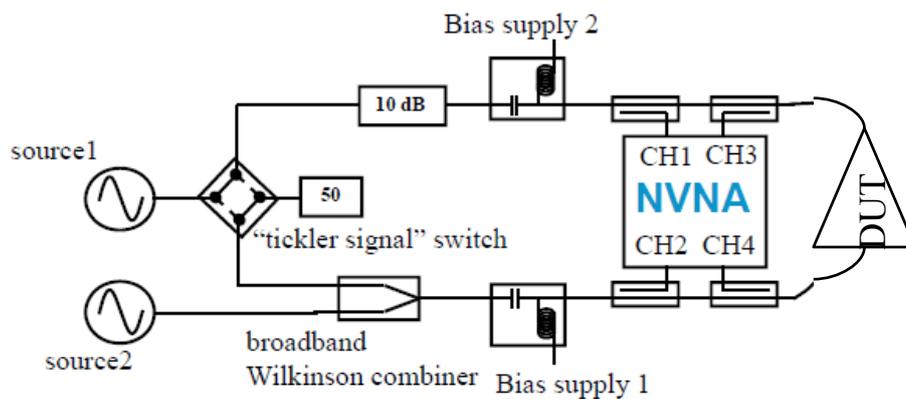


Figure 1-30: Synopsis du banc d'extraction de modèles comportementaux type PHD

### III.2.3 Limitations

Toutes ces approches sont des approches dites « table-based ». Le modèle est donc décrit pour des signaux discret (CW) ou à très faible bande de modulation. Une façon d'intégrer les signaux modulés est d'utiliser le formalisme d'enveloppe complexe. Le formalisme d'enveloppes complexes est dédié à la description de systèmes passe bande. Il est donc très adapté au cas des amplificateurs bande étroite. On peut décrire le signal comme étant une modulation basse fréquence autour d'une fréquence porteuse :

$$x(t) = \text{Re} \left( \sum_{k=0}^N \tilde{X}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right) = \text{Re} \left( \sum_{k=0}^N |\tilde{X}(t)| e^{j\varphi(t)} e^{j2\pi f_0 t} \right) \quad <1.49>$$

$x(t)$  = signal réel modulé

$\tilde{X}(t)$  = enveloppe complexe basse fréquence du signal

$f_0$  = porteuse haute fréquence du signal réel modulé

$|\tilde{X}(t)|$  = amplitude instantanée de l'enveloppe complexe du signal

$\varphi(t)$  = phase instantanée de l'enveloppe complexe du signal

Si on réinjecte l'équation 1.49 dans 1.46, on obtient :

$$\tilde{b}_{ik}(t) = \sum_{jl} S_{ik,jl} (|a_{11}(t)|) P^{k-l} \tilde{a}_{jl}(t) + \sum_{jl \neq 1,1} T_{ik,jl} (|a_{11}(t)|) P^{k+l} \tilde{a}_{jl}^*(t)$$

avec  $P = e^{j\varphi(a_{11})}$  <1.50>

On voit donc que la description du modèle PHD est statique par rapport à la bande de modulation introduite. Une forte limitation pour ces modèles est donc la prise en compte des effets de mémoire. En effet, un exemple typique est celui donné dans la référence [42] avec une simulation avec deux porteuses pour laquelle le modèle statique en fréquence donne une réponse purement symétrique en C/I3. Or lorsque les dispositifs présentent de la mémoire, la réponse en C/I3 est dissymétrique (figure 1-32).

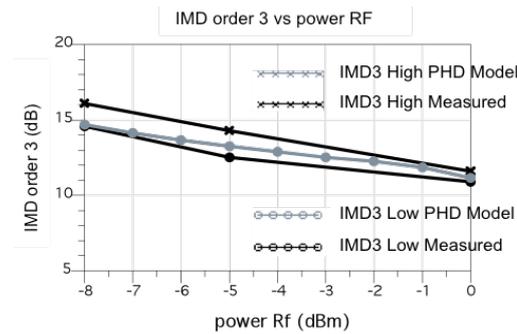


Figure 1-31 : Comparaison simulation/mesure d'un signal d'excitation avec deux porteuse en C/I3 pour un modèle PHD statique

Les travaux de cette thèse sont issus de ce constat sur la limitation du modèle statique, et nous verrons dans le chapitre 2 comment nous avons introduit la prise en compte des phénomènes de mémoire dans ces modèles comportementaux.

Pour cela, nous devons introduire les travaux réalisés sur les modélisations d'amplificateurs à l'aide des séries de Volterra.

## IV Modélisation comportementale d'amplificateurs à base de séries de Volterra appliqués aux enveloppes complexes

Le but de ce chapitre est d'introduire les notions de séries de Volterra de puissance appliquées aux enveloppes complexes, leur champ d'application et les modèles qui ont utilisés ce formalisme pour des modélisations d'amplificateurs (très faible désadaptation) dans la bande utile (autour de  $f_0$  uniquement). Ceci posera les bases mathématiques nécessaires pour la compréhension de notre travail sur le développement d'un nouveau modèle multi-harmonique prenant en compte les effets mémoires.

### IV.1 Effets dispersifs

De part ses caractéristiques physiques, un amplificateur de puissance est un élément non-linéaire et dispersif. L'aspect dispersif est la conséquence de mécanismes complexes internes à l'amplificateur (transistor, circuit d'adaptation RF, circuit de polarisation) appelés effets mémoires. Ces effets dispersifs se classifient en deux grandes familles : mémoire basse fréquence (BF) et mémoire haute fréquence (HF), et sont classifiés selon leur constante de temps de mémoire  $M\Delta t$  définie dans la figure 1-33 :

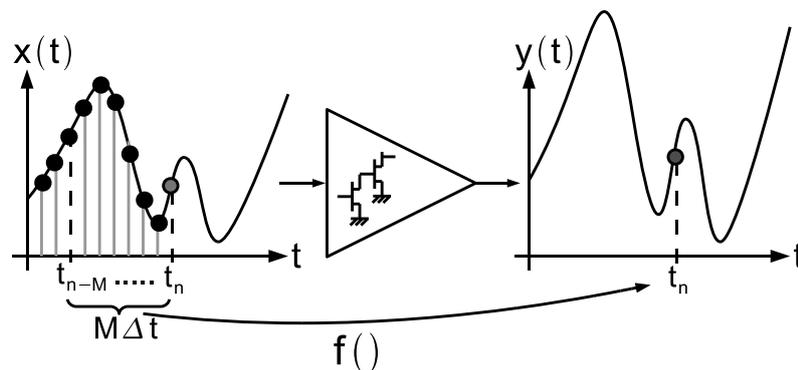


Figure 1-32: Représentation de la mémoire d'un dispositif

La réponse à l'instant  $t_n$  en sortie dépend de l'échantillon à l'instant  $t_n$  mais aussi des  $M$  échantillons précédents.

#### IV.1.1 Mémoire Basse Fréquence

La mémoire BF se manifeste par des constantes de temps très longues (us à ms), ceci étant très gênant puisqu'il impacte directement les modulations de type télécom. Cette

mémoire est due aux phénomènes de thermique et de pièges du transistor (voir chapitre 1.3), aux circuits de polarisation et de contrôle de gain (dans le cas des amplificateurs à contrôle de gain). Ces différents éléments peuvent introduire une modulation du point de fonctionnement de l'amplificateur lorsque le signal d'excitation est un signal à enveloppe variable.

Pour mettre en évidence ce phénomène, une technique éprouvée est de mesurer l'amplificateur en mode bi-porteuse et de mesurer la réponse en C/I3 pour différents espacements de fréquence  $\Delta f$  autour de la porteuse.

Dans l'exemple donné dans la figure 1-34, on observe des fortes variations de la réponse en C/I3 pour des fréquences spécifiques (135 MHz), ce qui nous prouve la présence d'une mémoire basse fréquence très importante.

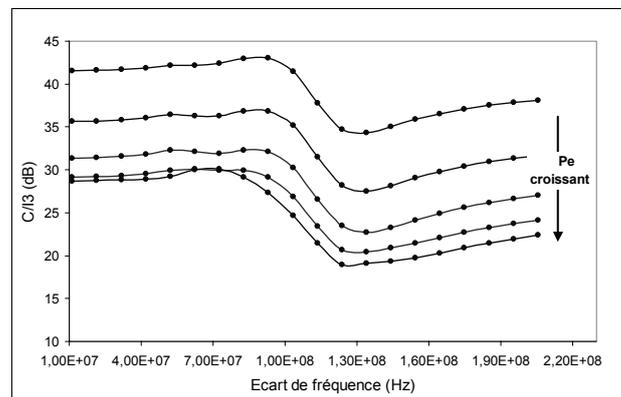


Figure 1-33 : Mesure de caractéristiques C/I3 pour un amplificateur de puissance en fonction de l'écart de fréquence

On peut rajouter que la constante de temps des mémoires BF associés aux effets thermiques et de pièges est plus lente que celles associés aux effets d'auto-polarisation et de contrôle de gain, ce qui nous permet de les dissocier et de les compenser.

#### IV.1.2 Mémoire haute fréquence

La mémoire haute fréquence découle de la variation en gain de l'amplificateur de type télécoms, induite par les circuits d'adaptation RF en puissance. En effet, ceux-ci sont très souvent conçus pour présenter l'optimum en rendement ajoutée ou en puissance sur des largeurs de bande très faibles (<10%). Les variations des caractéristiques de l'amplificateur sont souvent très abruptes en dehors de cette bande. Les constantes de temps impliqués par ce type de mémoire sont très courts et sont du même ordre de grandeur que celui de la fréquence porteuse d'un signal télécom.

Pour illustrer ce type de mémoire, on peut mesurer l'amplificateur en mode CW et faire varier la fréquence du signal d'excitation. On peut alors tracer des courbes d'AM/AM et AM/PM dans une bande de fréquence qui mettent en relief cette mémoire (figure 1-35).

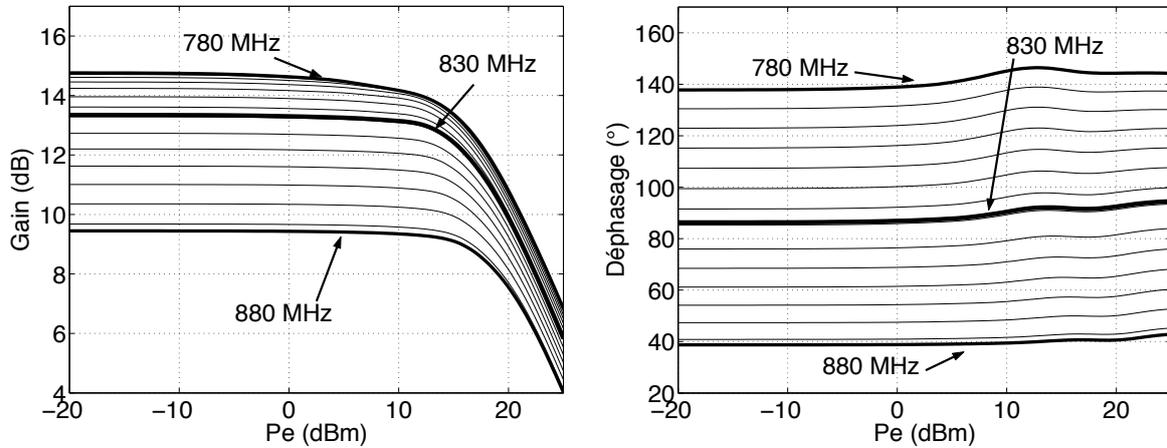


Figure 1-34 : Réponse en AM/AM et AM/PM d'un amplificateur pour différentes fréquences d'excitations

En résumé, on peut définir les effets mémoires pour un amplificateur sur la figure 1-36.

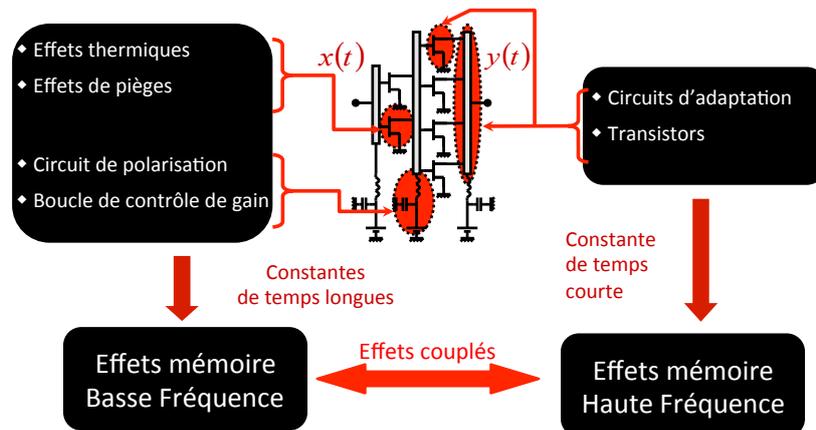


Figure 1-35: Récapitulatif des effets mémoires présents dans un amplificateur

## IV.2 Séries de Volterra

La théorie des systèmes linéaires démontre que la réponse  $y(t)$  d'un système linéaire à une excitation quelconque  $x(\tau)$  est parfaitement connue si on a identifié sa réponse impulsionnelle  $h(t)$  :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau = h(t) \otimes x(t) \quad \langle 1.51 \rangle$$

Cette opération de convolution est valable pour tout système linéaire. Malheureusement un tel principe n'est plus applicable dans le cas des dispositifs non linéaires dont la réponse dépend de l'amplitude de l'excitation.

Les séries de Volterra semblent être le seul formalisme mathématique capable de décrire un système non-linéaire à mémoire de façon rigoureuse [43]. En effet, ces séries sont une extension aux systèmes non-linéaires du produit de convolution des systèmes linéaires. Ce formalisme a été ensuite adopté et adapté par de nombreux physiciens et électroniciens à diverses applications [44][45][46][47][48][49][50].

La relation entre l'entrée  $x(t)$  et la sortie  $y(t)$  d'un système non-linéaire à mémoire est régie par l'équation suivante :

$$y_n(t) = \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) \dots x(t - \tau_n) \cdot d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \tag{1.52}$$

$h_n$  représente le noyau d'ordre  $n$  de la série de Volterra exprimé dans le domaine temporel et  $y(t)$  la réponse d'ordre  $n$ .

Les séries de Volterra modélisent la réponse d'un système NL sous la forme de la sommation d'un terme linéaire puis quadratique, cubique, etc.

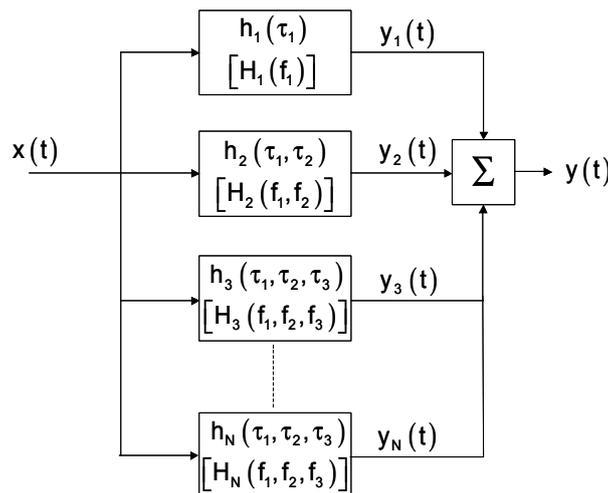


Figure 1-36 : Topologie générale du modèle de Volterra classique.

Si on se limite au premier ordre, on retrouve le produit de convolution simple décrivant les systèmes linéaires :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau \tag{1.53}$$

Les noyaux extraits ici sont des invariants du système, ils sont donc indépendants des signaux d'excitation. Cependant, il est très difficile d'identifier un nombre

important de noyaux  $h_n$ , étant donné que le nombre de noyau augmente fortement avec le degré de la non-linéarité. Cela nous limite donc à des systèmes faiblement non-linéaires.

Pour résoudre ce problème, les travaux de Le Gallou [51] ont introduit le concept de séries de Volterra à noyaux dynamiques qui prennent en compte les effets dispersifs hautes fréquences. Ensuite A. Soury [52] a introduit le principe de la réponse impulsionnelle non-linéaire pour décrire la mémoire basse fréquence dans les dispositifs non-linéaires. Pour finir C. Mazière [53], Z. Madini [54] et C. Quindroit [55] ont développé les modèles dits de séries de Volterra modulées afin de prendre en compte les effets mémoire basse fréquence et haute fréquence.

Nous présenterons les principales caractéristiques de ces modèles sans pour autant rentrer dans les détails de leur formalisme mathématique.

#### IV.2.1 Modèle à mémoire haute fréquence : Volterra dynamique simplifié

Comme nous l'avons vu auparavant, un amplificateur de puissance RF est un système non-linéaire à mémoire.

Dans une première approche, Filicori a appliqué une série de Taylor autour d'un point statique de l'excitation d'entrée. L'équation des séries de Volterra devient dynamique autour d'un signal donné :

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) \cdot x(t - \tau_1) \cdot d\tau_1 + \sum_{n=2}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) \cdot d\tau_i \\ &= y_{\text{stat}}(x(t)) + \sum_{n=2}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) \cdot d\tau_i \end{aligned} \quad <1.54>$$

Comme les noyaux ne sont plus des invariants du système (les noyaux sont dépendant du signal d'excitation  $x(t)$ ), on choisit le terme de séries de Volterra dynamique.

Dans le cas d'un modèle de Volterra dynamique simplifié, l'étude est focalisée sur le premier noyau du modèle qui prend en compte simplement la mémoire haute fréquence.

$$y(t) = y_{\text{stat}}(x(t)) + \int_0^{\tau} h_n(x(t), \tau_1) (x(t - \tau_1) - x(t)) d\tau_1 \quad <1.55>$$

Dans les travaux de thèse de N. Le Gallou [51], ces séries de Volterra dynamique sont appliqués à la modélisation système d'amplificateurs de puissance. Pour cela, ces séries sont adaptées au formalisme d'enveloppe complexe :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|) \cdot \tilde{x}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{+\frac{BW}{2}} \tilde{H}_1(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{+\frac{BW}{2}} \tilde{H}_2(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{2j\varphi(t)} \cdot e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad <1.56>$$

Cette forme simplifiée du modèle de Volterra présente une partie statique  $H_0$ , et deux noyaux dynamiques  $H_1$  et  $H_2$  qui peuvent être représentés comme des filtres non-linéaires paramétrés en niveau de puissance  $|\tilde{x}(t)|$

En résumé, l'extraction des noyaux se fait en deux étapes :

- 🍎 Tout d'abord, on extrait le noyau  $H_0$  par une mesure d'un signal non modulé à la fréquence  $f_0$  :  $x(t) = \text{Re}(\tilde{X}_0 e^{j2\pi f_0 t})$
- 🍎 Ensuite, on réalise une mesure avec un signal présentant un faible indice de modulation du type  $x(t) = \text{Re}(\tilde{X}_0 e^{j2\pi f_0 t} + \partial\tilde{X} \cdot e^{j2\pi(f_0 + \Delta f) \cdot t})$  avec  $\tilde{X}_0 \gg \partial\tilde{X}$ . La réponse en sortie est donc un spectre avec trois raies, et le principe d'identification est présenté en figure 1-38. En balayant la puissance et l'écart fréquentiel  $\Omega$ , l'amplificateur est caractérisé sur toute la plage de variation.

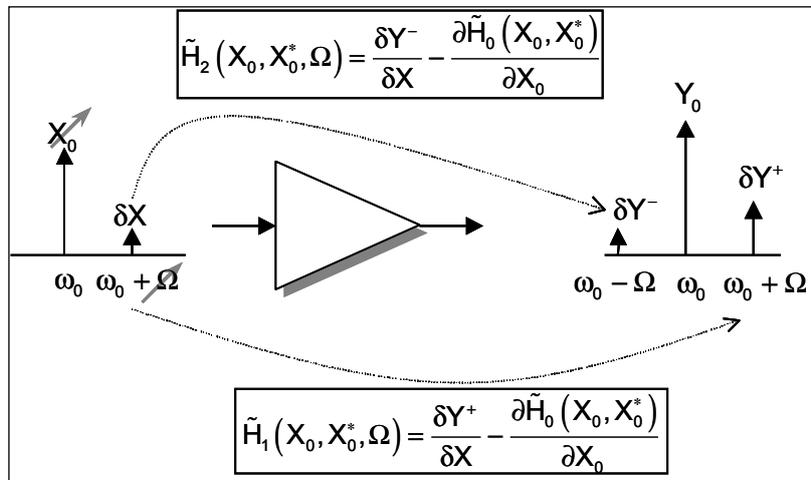


Figure 1-37: Principe d'identification des deux noyaux dynamiques

Ce modèle permet de décrire correctement les performances d'un amplificateur même si celui-ci présente de fortes non-linéarités. Cependant, de par l'hypothèse de départ, ce modèle ne peut correctement décrire la mémoire basse fréquence. En effet, nous avons

tronqué la réponse à l'ordre 1, or ce sont les ordres supérieurs qui portent la non-linéarité. Malheureusement si on considère les ordres supérieurs on est alors dans le cas où les noyaux ne peuvent plus être extraits indépendamment les uns des autres.

Nous allons voir par la suite comment les travaux de A. Soury ont permis de contourner ce problème pour intégrer la mémoire basse fréquence.

#### *IV.2.2 Modèle à mémoire basse fréquence : Volterra à réponse impulsionnelle*

Afin d'améliorer la prise en compte de la mémoire basse fréquence en présence de signaux à fort taux de modulation d'amplitude, A.Soury [52] [57] [58] a proposé un remplacement des polynômes dans les séries de Volterra (équation 1.51) par des séries de fonctions arbitraires.

L'équation régissant la sortie du modèle est donné ci dessous:

$$\tilde{y}(t) = \int_0^{\infty} \tilde{h}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \tilde{x}(t-\tau) d\tau \quad <1.57>$$

Cette expression correspond à une réponse impulsionnelle non-linéaire qui dépend du niveau du signal en entrée.

L'identification de ce modèle est faite à l'aide d'un échelon d'Heaviside en entrée :

$$x(t) = \text{Re}(X_0 U(t) e^{j\omega_0 t}) \quad \text{avec } U(t) \begin{cases} = 0 & \text{pour } t < 0 \\ = 1 & \text{pour } t > 0 \end{cases} \quad <1.58>$$

Le niveau en entrée est balayé afin de couvrir la dynamique de l'amplificateur.

En insérant l'excitation de Heaviside dans l'équation 1.51 on obtient :

$$\tilde{y}(t) = X_0 \int_0^{\infty} \tilde{h}(X_0, \tau) U(t-\tau) d\tau \quad <1.59>$$

Etant donné que l'échelon  $U(t-\tau)$  est nul pour  $t-\tau < 0$ , on obtient :

$$\tilde{y}(t) = X_0 \int_0^t \tilde{h}(X_0, \tau) d\tau \quad <1.60>$$

Enfin en dérivant l'équation 1.60, on peut obtenir le noyau  $h$  :

$$\tilde{h}(t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \tilde{y}(X_0, \tau)}{\partial t} \quad <1.61>$$

L'identification est schématisée en figure 1-39 :

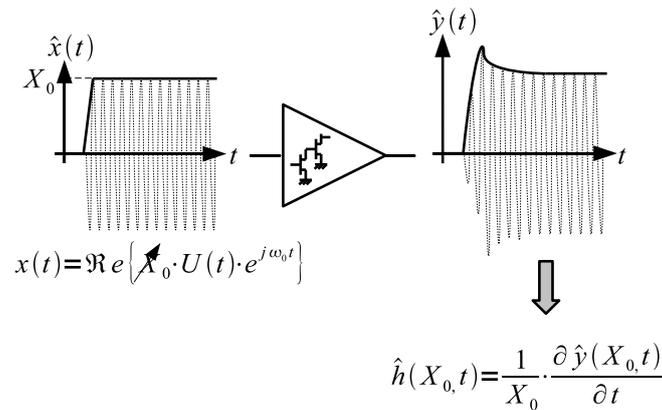


Figure 1-38 : Principe d'identification de la réponse impulsionnelle

Ce modèle permet une très bonne description de la mémoire basse fréquence, même pour des signaux assez différents de ceux utilisés pour l'extraction du modèle. En revanche, puisque la fréquence porteuse est fixée au centre de la bande de fonctionnement, les effets de mémoire haute fréquence ne sont pas pris en compte.

Nous avons présenté successivement deux modèles qui permettent de modéliser soit la mémoire HF soit la mémoire BF. Nous allons donc voir dans la prochaine section comment prendre en compte conjointement les deux effets mémoires.

#### IV.2.3 Modèle à mémoire haute et basse fréquence : Séries de Volterra modulés

Dans ses travaux, C. Mazière [59] a proposé une topologie combinant une voie qui modélise la mémoire HF et une autre voie qui modélise la mémoire BF. Ce principe est décrit sur la figure 1-40.

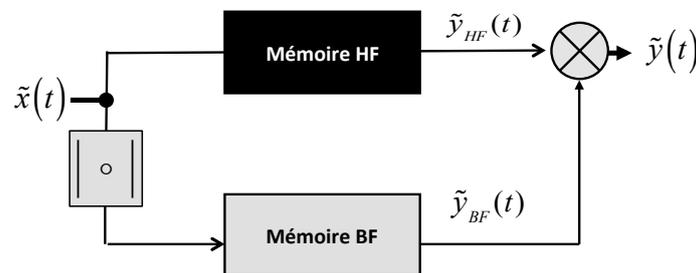


Figure 1-39 : Topologie du modèle de Volterra modulé

La voie HF est directement pilotée par l'enveloppe du signal d'entrée alors que la voie BF est pilotée par l'amplitude de l'enveloppe. En fait, c'est le modèle de Volterra dynamique 1 noyau (voie HF) du 1.4.3.1 et le Modèle de Volterra à réponse impulsionnelle (voie BF) du 1.4.3.2 qui sont combinés.

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \tilde{y}_{HF}(t) \cdot \tilde{y}_{BF}(t) \\
 \tilde{y}_{HF}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{x}(\Omega) \cdot d\Omega \\
 \tilde{y}_{BF}(t) &= \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{BF}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{x}(t-\tau) \cdot d\tau
 \end{aligned}
 \tag{1.62}$$

Il est donc évident que la méthode d'identification est identique à celles décrites précédemment pour chaque modèle. Ce formalisme a montré de très bons résultats sur plusieurs modèles large bande [59], et ceci même pour des signaux différents de ceux utilisés pendant l'extraction.

Cependant la partie de l'extraction avec l'échelon d'Heaviside est très lourde à mettre en œuvre. En simulation, l'utilisation du transitoire d'enveloppe conduit à des temps de calcul très importants et parfois à des problèmes de convergence. En mesure, la difficulté est de capturer le transitoire de l'enveloppe du pulse RF.

Pour pallier à ce problème au moins du point de vue simulation, A. Soury [60], puis Z. Madini [54] ont introduit une identification par excitation bi-porteuses, avec une topologie quelque peu différente. Pour cela dans [60], les auteurs proposent un modèle de réponse impulsionnelle à deux noyaux :

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \int_0^{\infty} \tilde{h}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{x}(t-\tau) \cdot d\tau \\
 &+ \frac{\tilde{x}(t)}{\tilde{x}^*(t)} \int_0^{\infty} \tilde{h}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{x}^*(t-\tau) \cdot d\tau
 \end{aligned}
 \tag{1.63}$$

L'extraction de ces noyaux se fait de la même manière que pour le modèle de Volterra dynamique à l'ordre 1, à savoir avec un signal bi-porteuse à faible coefficient de modulation. L'avantage de cette méthode est la rapidité et la précision de l'extraction qui peut être menée en simulation HB [60].

Partant de ces travaux, Z. Madini a reconsidéré la structure introduite par C. Mazière

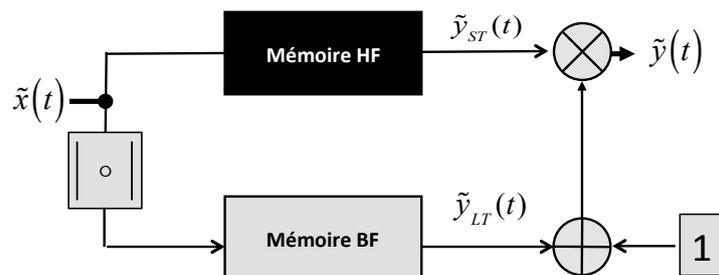


Figure 1-40 : Topologie du modèle Volterra modulé modifiée

Le signal de sortie est alors la combinaison de la voie HF et de la voie HF modulée par la voie BF de la façon suivante:

$$\begin{aligned}\tilde{y}(t) &= \tilde{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \tilde{y}_{BF}(t)) \\ \tilde{y}_{HF}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{x}(\Omega) \cdot d\Omega \\ \tilde{y}_{BF}(t) &= \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{BF}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{x}(t-\tau) \cdot d\tau\end{aligned}\quad <1.64>$$

De la même manière que précédemment, il faut d'abord identifier le noyau HF avec des mesures en CW, puis extraire le noyau BF par des mesures bi-porteuse à faible indice de modulation comme on l'a vu pour le modèle impulsionnel à deux noyaux.

Il reste cependant un problème lors de l'extraction du noyau BF. En effet, si le système est excité par un signal bi-porteuse d'espacement spectral  $\Omega$ , on a donc en sortie une réponse à trois raies. Chacune des raies est espacée de la fréquence centrale de la quantité  $\Omega$ . Or, il existe deux situations pour le signal en entrée qui ne donnent pas la même réponse en sortie, mais qui conduit au même emplacement spectral (figure 1-42).

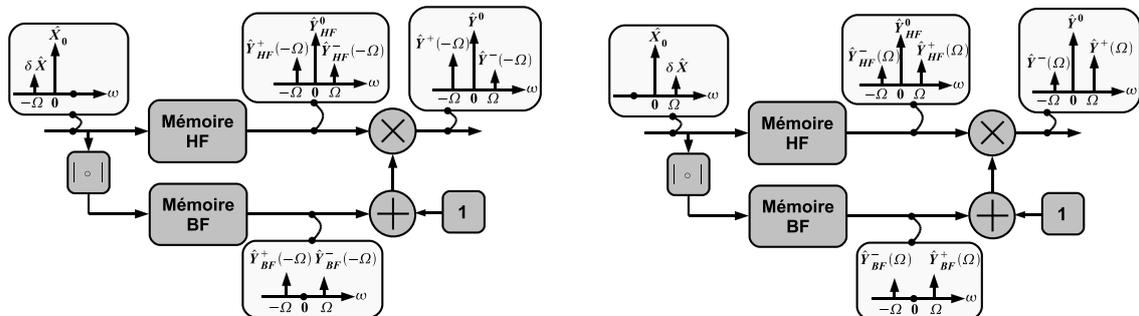


Figure 1-41 : Deux cas symétriques d'excitations pour l'extraction du noyau BF

En fait, ce problème résulte de l'hypothèse de l'identification du modèle BF, selon laquelle le noyau ne dépend que de l'amplitude de l'enveloppe. Cela suppose donc que le circuit donne la même réponse pour deux signaux ayant la même amplitude de pompe mais pas la même phase ( $\Omega$  et  $-\Omega$ ).

Pour repousser cette limitation, C Quindroit [61] a introduit une nouvelle variable permettant de lever l'indétermination sur la résolution du noyau BF : la fréquence instantanée (figure 1-43). En effet la fréquence instantanée est la dérivée première de la phase, ce qui permet donc de reconnaître la configuration de mesure.

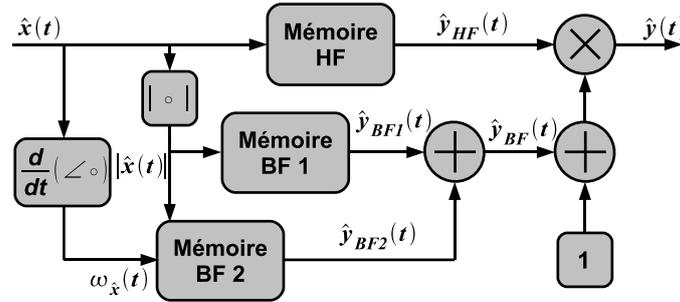


Figure 1-42 : Topologie du modèle de Volterra à trois noyaux

Le modèle prend alors la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \tilde{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \tilde{y}_{BF}(t)) \\
 \tilde{y}_{HF}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{x}(\Omega) \cdot d\Omega \\
 \tilde{y}_{BF}(t) &= \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{BF1}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{x}(t-\tau) \cdot d\tau \\
 &+ \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{BF2}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \omega_{\tilde{x}}(t-\tau) \cdot d\tau
 \end{aligned}
 \tag{1.65}$$

La méthode d'extraction est toujours la même : on extrait d'abord le noyau HF avec un signal CW, puis les noyaux BF par un signal biporteuse à faible indice de modulation. Dans ses travaux de thèse [55], C. Quindroit a présenté une identification à trois porteuses, puisqu'il ne disposait alors que d'une mesure « VNA based », de telle sorte que les phases mesurées n'étaient pas absolues. La technologie des mesures ayant fait une grande avancée avec les NVNA, on peut extraire chaque noyau BF avec seulement une mesure bi-porteuse (ce qui simplifie grandement l'extraction).

#### IV.2.4 Conclusion

En conclusion, nous pouvons dire qu'avec les derniers travaux de C. Quindroit, la modélisation comportementale d'amplificateur considérant des signaux d'enveloppe complexe est presque terminée. Effectivement, avec le modèle de Volterra à trois noyaux, il est possible de décrire la réponse dans sa bande utile avec les effets dispersifs BF et HF associés. On peut faire un tableau récapitulatif des modèles présentés précédemment :

	<b>Volterra dynamique 1<sup>er</sup> ordre</b>	<b>Volterra réponse impulsionnelle</b>	<b>Volterra modulé deux noyaux</b>	<b>Volterra modulé deux noyaux modifié</b>	<b>Volterra modulé à trois noyaux</b>
Mémoire HF	Oui	Non	Oui	Oui	Oui
Mémoire BF	Non	Oui	Partielle	Partielle	Oui
Désadaptation	Non	Non	Non	Non	Non
Réponse Harmonique	Non	Non	Non	Non	Non

Tableau 1-2: Comparaison des différents modèles décrits en séries de Volterra

Conformément au tableau précédent, ces modèles ne prennent ni en compte la désadaptation, ni la réponse harmonique. Il est donc impossible de décrire correctement les caractéristiques de transistors.

## V Conclusion et perspectives pour la modélisation de transistors en boîtier

Dans ce chapitre, nous avons pu présenter les éléments nécessaires à la réflexion et la mise en place d'une nouvelle méthode de modélisation de transistors packagés.

Pour cela nous avons d'abord présenté les caractéristiques électriques d'un transistor HEMT GaN qui est l'élément central de la future conception d'amplificateurs large-bande et haut rendement.

Ensuite, nous avons parcouru les modèles phénoménologiques dits « boîte grise » qui permettent de modéliser ces composants lorsqu'il ne sont pas mis en boîtier.

D'un autre côté les modèles « PHD based » nous ouvrent la voie de la modélisation bilatérale (prise en compte des désadaptations) et multi-harmoniques.

Dans une dernière partie nous avons vu comment les séries de Volterra permettent des modélisations d'amplificateurs comportant de forts effets non-linéaires et de mémoire. Ce qu'il est important de retenir, c'est que les effets mémoires des amplificateurs sont découpés certes en deux familles fréquentielles HF et BF mais aussi en deux familles d'éléments du circuit : transistors et circuit d'adaptation et de polarisation. La méthode de prise en compte des effets de mémoire est totalement valable pour les transistors, et d'une manière complètement différente de celles présentées dans les modèles phénoménologiques. L'avantage de l'approche des séries de Volterra est qu'elle ne dépend ni de la technologie du composant, ni même de sa topologie interne étant donné qu'elle définit un modèle boîte noire.

Nous verrons donc dans le second chapitre comment nous avons combiné les méthodes développées par J. Verspecht dans le modèle PHD et les séries de Volterra, pour parvenir à un modèle multi-harmonique et bilatéral comprenant les effets de mémoire HF.

## Chapitre 2

**Modélisation comportementale  
Multi-Harmonique et Bilatérale**



# I Introduction

La conclusion du chapitre 1 est qu'il n'existe pas à l'heure actuelle de modèle comportemental de transistor en boîtier prenant en compte les effets mémoires de façon simple et efficace. Nous avons montré l'esquisse d'une solution pour intégrer la prise en compte des effets mémoires dans un modèle basé sur la théorie du PHD modèle. Or il est important pour la conception d'amplificateur de puissance de prendre en compte ces effets pour prévoir les non-linéarités dispersives que ce dernier apportera dans un système de communications.

Dans ce chapitre nous allons tout d'abord rappeler rapidement la théorie du modèle PHD pour ensuite décrire le nouveau modèle appelé Multi-Harmonique Volterra (MHV) qui est une approche hybride entre le modèle PHD et les séries de Volterra. Nous verrons ensuite comment ce modèle peut s'appliquer à la modélisation d'amplificateurs de puissance et son formalisme pour traiter le cas des transistors packagés.

Dans une seconde partie nous présenterons la méthode d'extraction des noyaux du modèle, ainsi que son implémentation numérique dans un simulation circuit du commerce : ADS.

Ensuite nous détaillerons le banc d'extraction basé sur un banc de mesure de puissance de type Load-Pull temporel qui a été développé lors de cette thèse pour l'application du modèle MHV à des cas tests expérimentaux.

Enfin, pour finir des études basées sur des simulations et des mesures seront présentées afin de valider l'approche du modèle ainsi que l'apport de la prise en compte de la mémoire HF.

## II Principe du nouveau modèle comportemental multi-harmonique prenant en compte les effets mémoires HF

### II.1 Rappel du formalisme du modèle PHD

Comme décrit précédemment, ce modèle est décrit comme un « mapping » fréquentiel des ondes a (excitations du modèle) par rapport aux ondes b (réponses du modèle).

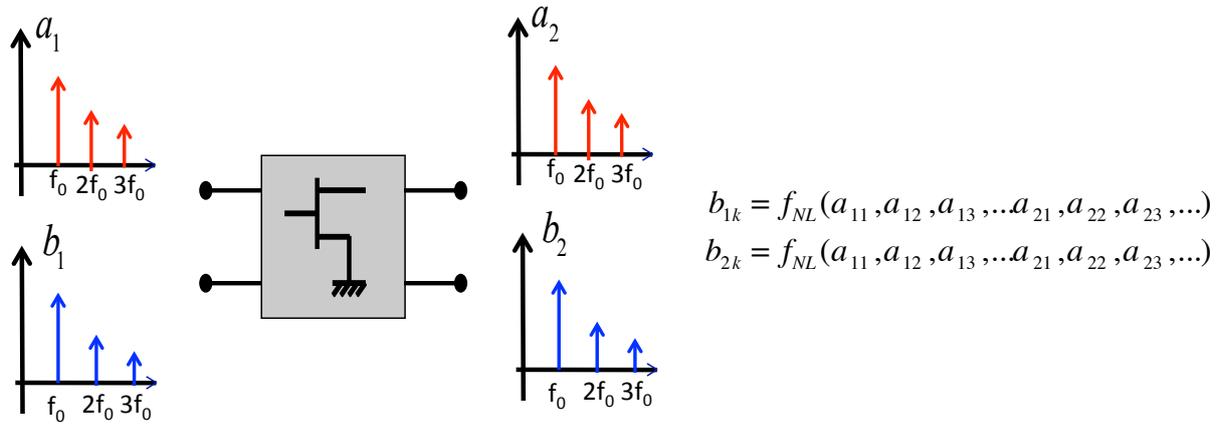


Figure 2-1 : Principe du mapping fréquentiel

Par une opération de linéarisation autour du fort signal  $a_{11}$  et autour de  $a_{2n} \approx 0$ , on peut développer ces équations pour déboucher sur l'équation générale du modèle, qui est la suivante :

$$b_{ik}(t) = \sum_{jl} S_{ik,jl} \left( |a_{11}(t)| \right) P^{k-l} a_{jl}(t) + \sum_{jl \neq 1,1} T_{ik,jl} \left( |a_{11}(t)| \right) P^{k+l} a_{jl}^*(t)$$

avec  $P = e^{j\varphi(a_{11}(t))}$  <2.1>

La description de ce modèle est purement statique en fréquence, il est donc impossible de capturer les effets mémoires des composants avec ce formalisme. J. Verspecht a retravaillé le formalisme des X-parameters en [62] et [63] pour apporter les effets mémoires basse fréquence. Cependant dans ces travaux, la description reste décrite sous forme de tableau, il n'est donc pas possible de simuler efficacement ce modèle avec des signaux différents de ceux utilisés pour l'extraction.

Nous allons détailler ici le formalisme mathématique et les méthodes d'approximation utilisées pour l'intégration de la mémoire dans le modèle MHV.

## II.2 Formalisme du nouveau modèle comportemental prenant en compte les effets mémoires hautes fréquences

Ce nouveau modèle que nous proposons est une approche hybride entre le modèle PHD et les séries de Volterra dynamiques. Pour comprendre le formalisme considérons tout d'abord un système à mémoire, avec les signaux  $a_i(t)$  et  $b_i(t)$  correspondant aux ondes incidentes et réfléchies aux port  $i=1,2$ . D'un point de vue général, on peut décrire ce système comme une somme des contributions de chaque fréquence fondamentale et harmonique d'un signal modulé. L'enveloppe complexe  $\tilde{b}_{ik}$  de composante spectrale est prise en compte dans 2.2.

$$b_i(t) = \text{Re} \left\{ \sum_k \tilde{b}_{ik}(t) \right\} \quad \langle 2.2 \rangle$$

La formulation générale d'un système non linéaire sans mémoire conduit au « mapping » suivant 2.3 décrit entièrement en enveloppe complexes

$$\tilde{b}_{ik}(t) = f_{NL} \left( \begin{array}{l} \tilde{a}_{11}(t), \tilde{a}_{12}(t), \tilde{a}_{13}(t), \dots \\ \tilde{a}_{21}(t), \tilde{a}_{22}(t), \tilde{a}_{23}(t), \dots \\ \tilde{a}_{11}^*(t), \tilde{a}_{12}^*(t), \tilde{a}_{13}^*(t), \dots \\ \tilde{a}_{21}^*(t), \tilde{a}_{22}^*(t), \tilde{a}_{23}^*(t), \dots \end{array} \right) \quad \langle 2.3 \rangle$$

En partant du principe que la non-linéarité est contrôlée par le module de l'enveloppe complexe de l'onde  $a_{11}(t)$ , la linéarisation de l'équation 2.3 redonne l'équation du modèle PHD :

$$\tilde{b}_{ik}(t) = \sum_{jl} S_{ik,jl} \left( |\tilde{a}_{11}(t)| \right) P^{k-l} \tilde{a}_{jl}(t) + \sum_{jl \neq 1,1} T_{ik,jl} \left( |\tilde{a}_{11}(t)| \right) P^{k+l} \tilde{a}_{jl}^*(t) \quad \langle 2.4 \rangle$$

avec  $P = e^{j\phi(\tilde{a}_{11}(t))}$

Cependant, comme le démontre l'équation <2.4>, les noyaux  $S_{ik,jl}$  et  $T_{ik,jl}$  sont contrôlés par le niveau de l'onde  $a_{11}$  d'une façon statique. En adoptant une formulation discrète avec une durée de mémoire  $T_m = M \Delta t$  avec  $\Delta t$  le pas d'échantillonnage, ceci nous conduit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t_n) = f_{NL} & \left( \tilde{a}_{11}(t_n), \dots, \tilde{a}_{11}(t_{n-M}), \dots, \tilde{a}_{12}(t_n), \dots, \tilde{a}_{12}(t_{n-M}), \dots \right. \\ & \tilde{a}_{21}(t_n), \dots, \tilde{a}_{21}(t_{n-M}), \dots, \tilde{a}_{22}(t_n), \dots, \tilde{a}_{22}(t_{n-M}), \dots \\ & \tilde{a}_{11}^*(t_n), \dots, \tilde{a}_{11}^*(t_{n-M}), \dots, \tilde{a}_{12}^*(t_n), \dots, \tilde{a}_{12}^*(t_{n-M}), \dots \\ & \left. \tilde{a}_{21}^*(t_n), \dots, \tilde{a}_{21}^*(t_{n-M}), \dots, \tilde{a}_{22}^*(t_n), \dots, \tilde{a}_{22}^*(t_{n-M}), \dots \right) \quad \langle 2.5 \rangle \end{aligned}$$

Afin de modéliser la relation 2.5, l'idée générale de ces travaux est d'appliquer les séries de Volterra dynamiques à chaque noyau de l'expression 2.4 autour de  $|\tilde{a}_{11}(t)|$

$$\tilde{b}_{ik}(t) = \sum_{jl} \left\{ \begin{aligned} & S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|) \cdot P^{k-l} \cdot \tilde{a}_{jl}(\Omega) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_{ik,jl}^{HF}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \tilde{a}_{jl}(\Omega) \cdot d\Omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_{ik,jl}^{BF}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \tilde{a}_{jl}(\Omega) \cdot \frac{\tilde{a}_{jl}(t)}{\tilde{a}_{jl}^*(t)} \cdot d\Omega \end{aligned} \right\} \\ + \sum_{jl \neq 1,1} \left\{ \begin{aligned} & T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|) \cdot P^{k+l} \cdot \tilde{a}_{jl}(\Omega) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_{ik,jl}^{HF}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \tilde{a}_{jl}(\Omega) \cdot d\Omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_{ik,jl}^{BF}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \tilde{a}_{jl}(\Omega) \cdot \frac{\tilde{a}_{jl}(t)}{\tilde{a}_{jl}^*(t)} \cdot d\Omega \end{aligned} \right\} \quad \langle 2.6 \rangle$$

avec  $P = e^{j\phi(\tilde{a}_{11}(t))}$

Compte tenu de la complexité du modèle, une première simplification consiste à prendre en compte uniquement la mémoire HF. On peut alors négliger le noyau  $H^{BF}$  qui tend à capturer la mémoire BF comme on l'a vu dans le chapitre 1. L'équation du modèle devient alors:

$$\tilde{b}_{ik}(t) = \sum_{jl} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot P^{k-l} \cdot \tilde{a}_{jl}(t) \cdot dt \\ + \sum_{jl \neq 1,1} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot P^{k+l} \cdot \tilde{a}_{jl}(t) \cdot dt$$

avec  $P = e^{j\phi(\tilde{a}_{11}(t))}$   $\langle 2.7 \rangle$

La topologie du modèle est décrite dans la figure (2-2).

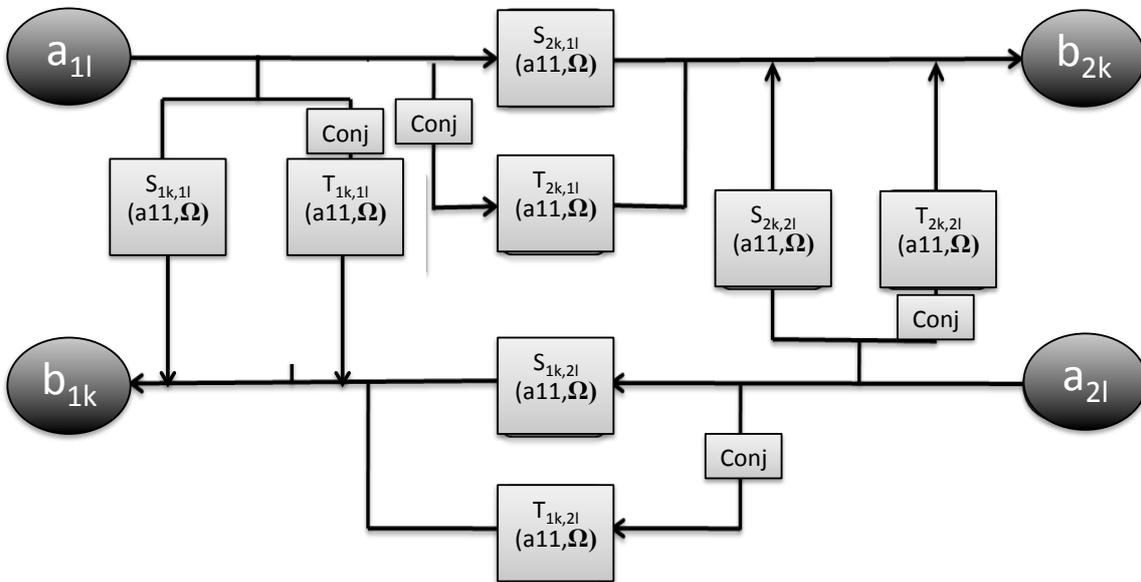


Figure 2-2: Topologie du modèle comportemental

Le nom qui lui a été donné est le Multi-Harmonique Volterra (MHV) de part sa capacité à prendre en compte la réponse des harmoniques et l'intégration de la mémoire par application des séries de Volterra.

L'opération de linéarisation autour du niveau  $|\tilde{a}_{11}(t)|$  présuppose que l'influence de  $\tilde{a}_{21}(t)$  est linéaire, ceci signifie que ce modèle ne peut prendre en compte que de faibles désadaptations par rapport à l'impédance de référence  $Z_{ref}$  du modèle extrait. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1.3, l'expression de  $a_2$  est :

$$\tilde{a}_{2l}(t) = \frac{\tilde{V}_{2l} + Z_{ref} \tilde{I}_{2l}}{2} \quad \langle 2.8 \rangle$$

Si l'on veut pouvoir l'appliquer à la modélisation de transistor, nous devons donc prendre en compte différents  $Z_{ref}$  dans le modèle pour garder le niveau de  $a_2$  suffisamment faible pour que l'hypothèse de départ de linéarisation du modèle autour de  $a_2 \approx 0$  soit toujours vérifiée. L'équation du modèle devient alors :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t) = & \sum_{jl} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega, Z_{ref}) \cdot P^{k-l} \cdot \tilde{a}_{jl}(t) \cdot dt \\ & + \sum_{j \neq 1,1} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega, Z_{ref}) \cdot P^{k+l} \cdot \tilde{a}_{jl}(t) \cdot dt \\ \text{avec } P = & e^{j\varphi(\tilde{a}_{11}(t))} \end{aligned} \quad \langle 2.9 \rangle$$

Une autre information très importante à prendre en compte est la consommation DC. Le modèle étant extrait pour un point de fonctionnement donné une simplification possible est de commander les courant  $I_1$  et  $I_2$  par les ondes de puissances  $a_1$  et  $a_2$  suivant la loi :

$$\begin{aligned} I_i(t) = & I_{i0} + \text{Re} \left( \sum S_{i0,jl}^{RF}(|a_{11}|) P^{-l} a_{jl}(t) \right) \\ \text{avec } I_{i0} = & \text{courant de repos sans RF et } P = e^{j\varphi(a_{11}(t))} \end{aligned} \quad \langle 2.10 \rangle$$

Cette commande n'est pas dispersive en fréquence mais représente une première approximation de la réalité.

## II.3 Extraction des noyaux du modèle

Pour extraire la dépendance en fréquence de chaque-noyau, on applique la méthode combinée d'extraction des noyaux du modèle PHD, et celle d'extraction du noyau

dynamique en fréquence décrite dans le chapitre 2. La figure suivante illustre l'extraction des noyaux  $S_{2k}$  :

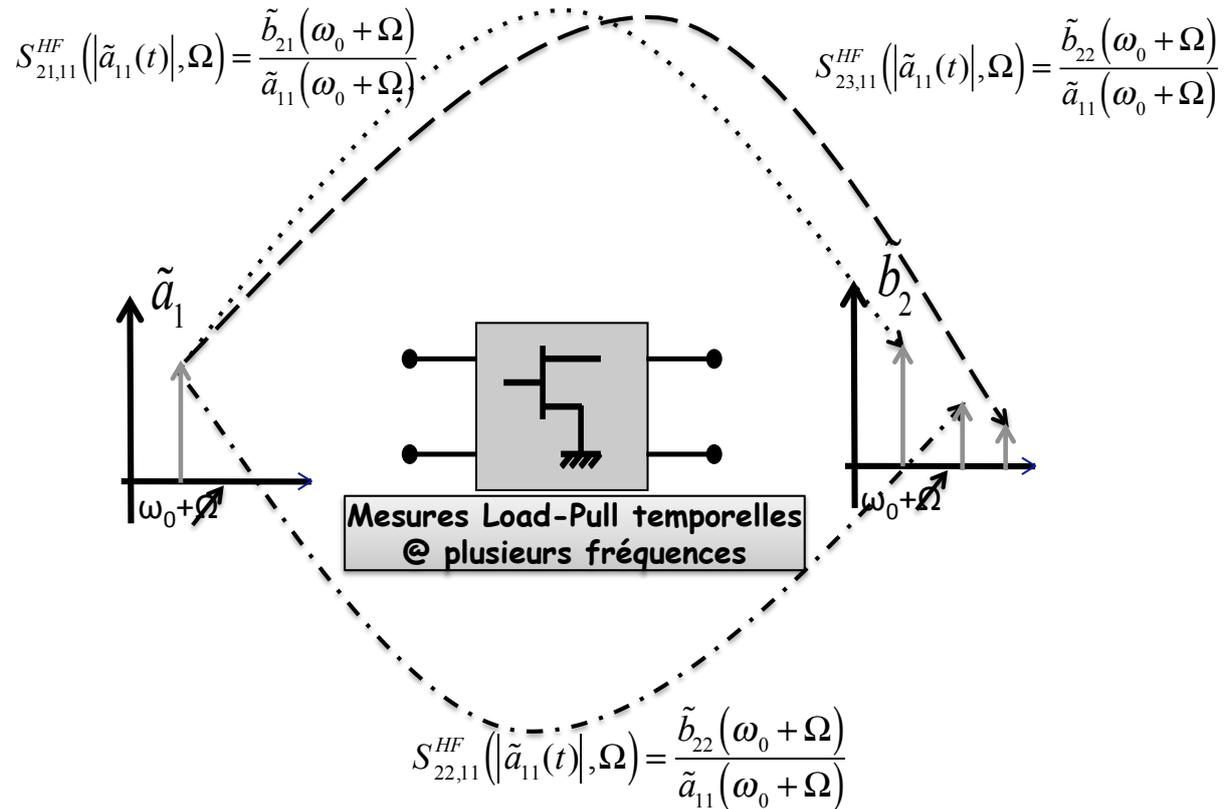


Figure 2-3 : Identification des noyaux dynamique en fréquence à partir d'un signal mono-porteuse

Afin d'extraire la dépendance en fréquence des noyaux  $S_{2k,11}$ , on mesure le rapport de l'onde  $b_2$  à tous les fréquences harmoniques  $k$  pour plusieurs valeurs de fréquence porteuses.

### III Méthode d'implémentation numérique

Dans cette partie nous allons aborder les fonctions d'approximation utilisées pour implémenter numériquement le modèle de la façon la plus judicieuse possible, afin de pouvoir l'utiliser en simulation dans des logiciels commerciaux de type ADS®.

Le modèle MHV est un modèle d'enveloppe la représentation de celui-ci sera donc faite dans le domaine bande de base. Chaque noyaux du modèle peu donc être vu comme des filtres passe bas paramétrés par  $|\tilde{a}_{11}(t)|$  en supprimant la notion de porteuse.

Lors de ces travaux, nous avons choisi de décrire chaque noyau S&T du modèle MHV par deux fonctions rationnelles a variables séparables du type :

$$S_{ij,mm}(|a_{11}|, \Omega) = \sum_{k=0}^K \alpha_k(\Omega) \cdot f_k(|a_{11}|) \quad \langle 2.11 \rangle$$

On peut noter que les fonctions de base  $\alpha_k(\Omega)$  représentent des filtres linéaires tandis que les fonctions de base  $f_k$  représentent des caractéristiques statiques.

#### III.1 Méthode d'identification de la dépendance en fréquence

Une première approche pourrait être l'utilisation de l'approximation de Padé pour décrire la dépendance en fréquence :

$$\alpha_k(\Omega) = \frac{\sum_{n=0}^N \beta_n \cdot (j\Omega)^n}{1 + \sum_{m=0}^M \gamma_m \cdot (j\Omega)^m} \quad \langle 2.12 \rangle$$

L'avantage de cette méthode est qu'elle est assez simple à mettre en œuvre et que le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel est très simple puisque la transformation en fréquentiel de  $j\Omega$  donne une dérivée dans le domaine temporel :

$$TF^{-1}(\lambda \cdot (j\Omega)^n) = \frac{d^n \lambda}{dt^n} \quad \langle 2.13 \rangle$$

Cela nous montre donc que l'ordre du polynôme décrivant la fonction dans le domaine fréquentiel est directement relié à l'ordre de la dérivée à calculer dans le domaine temporel. Ceci entraînant de graves instabilités, qui rendent parfois le modèle inutilisable. Cependant, depuis quelques années B. Gustavsen [64] [65] [66] a proposé

une décomposition plus efficace et plus robuste avec une description en éléments simples pôles/résidus

$$\alpha_k(\Omega) = \sum_{n=0}^n \frac{r_n}{j\Omega - p_n} \quad \langle 2.14 \rangle$$

Dans [64], B. Gustavsen a mis au point une technique d'identification de l'équation  $\langle 2.14 \rangle$ , tous cela avec une très bonne stabilité numérique contrairement aux méthodes de Padé. Cette méthode est très souvent utilisée pour ce type de décomposition et porte le nom de « Vector Fitting ». Ce programme permet par plusieurs itérations d'obtenir un fit d'un vecteur par séries d'élément simples inconditionnellement stables. Ce programme initialement prévu pour traiter des fonctions hermitiennes (symétriques par rapport à zéro  $H(\Omega)=H^*(-\Omega)$ ) il a été légèrement modifié afin de traiter les description de signaux de type enveloppe complexes.

Cette dernière solution étant la plus stable, nous avons choisi de l'utiliser pour implémenter la dépendance en fréquence du modèle.

### III.2 Méthode d'identification de la dépendance en puissance

Pour la prise en compte de la dépendance en puissance, plusieurs méthodes peuvent être utilisées. La plus connue est d'utiliser des monômes du type :

$$f_k(|a_{11}|) = (a_{11})^k \quad \langle 2.15 \rangle$$

Le principal problème de cette méthode est sa tendance à osciller pour des ordres élevés des polynômes, et son incapacité à prédire avec précision les très faibles niveaux.

En étudiant les propriétés de l'algorithme de Vector fitting il nous alors été possible de fixer la localisation des pôles stables sur une base entière de mesure  $K\{|\tilde{a}_{11}|\}$  représentant une base discrète des noyaux S sur une excursion de niveau  $|\tilde{a}_{11}|$  et de fréquence  $\Omega_j$  :

$$K\{|\tilde{a}_{11}|\} = \{S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}|, \Omega_j), j = 1, \dots, K\} \quad \langle 2.16 \rangle$$

Nous avons alors choisit d'utiliser les résidus du Vector fitting pour représenter la fonction non linéaire  $f_k(|a_{11}|)$ .

A partir de l'expression 2.14, on peut donc exprimer une non linéarité  $f_k(|a_{11}|)$  sous la forme d'une base discrète:

$$f_k(|a_{11}|) = \{r_{k,i}, i = 1, \dots, P\} \quad \langle 2.17 \rangle$$

Afin d'obtenir une fonction continue sur la plage de variation de  $a_{11}$ , nous avons alors choisi d'utiliser une méthode d'interpolation splinée.

Nous avons donc deux fonctions à variables séparables : les résidus décrivent la dépendance en puissance, et les pôles qui décrivent la dépendance en fréquence. La forme générale des noyaux est donc :

$$S_{ik,jl} = \sum_{k=0}^K \frac{1}{j\Omega - p_k} \cdot f_k(|\tilde{a}_{11}|) \quad \langle 2.18 \rangle$$

On doit maintenant réaliser l'intégration de convolution temporelle de  $\tilde{b}_{ik}(t)$  dont la forme est décrite ci dessous :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t) &= \sum_{jl} \int_0^{\infty} S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \tau) \cdot P^{k-l}(t) \tilde{a}_{jl}(t-\tau) d\tau \\ &\quad + \sum_{jl \neq 1,1} \int_0^{\infty} T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \tau) \cdot P^{k+l}(t) \tilde{a}_{jl}^*(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad \langle 2.19 \rangle$$

avec  $P = e^{j\varphi(\tilde{a}_{11}(t))}$

En appliquant la transformée de Fourier aux fonctions S et T, l'expression de  $\tilde{b}_{ik}(t)$  devient :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t) &= \sum_{jl} \int_0^{\infty} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) e^{j\Omega\tau} \cdot d\Omega \right) \cdot P^{k-l}(t) \tilde{a}_{jl}(t-\tau) d\tau \\ &\quad + \sum_{jl \neq 1,1} \int_0^{\infty} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) e^{j\Omega\tau} \cdot d\Omega \right) \cdot P^{k+l}(t) \tilde{a}_{jl}^*(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad \langle 2.20 \rangle$$

avec  $P = e^{j\varphi(\tilde{a}_{11}(t))}$

En intégrant les fonctions de description définies en 2.17 dans l'équation 2-19, on obtient :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t) &= \sum_{jl} \int_0^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^K \frac{1}{j\Omega - p_{k,S_{ik,jl}}} e^{j\Omega\tau} d\Omega \right] \cdot f_{k,S_{ik,jl}}(|\tilde{a}_{11}(t)|) \cdot P^{k-l}(t) \tilde{a}_{jl}(t-\tau) d\tau \\ &\quad + \sum_{jl \neq 1,1} \int_0^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^K \frac{1}{j\Omega - p_{k,T_{ik,jl}}} e^{j\Omega\tau} d\Omega \right] \cdot f_{k,T_{ik,jl}}(|\tilde{a}_{11}(t)|) \cdot P^{k+l}(t) \tilde{a}_{jl}^*(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad \langle 2.21 \rangle$$

avec  $P = e^{j\varphi(\tilde{a}_{11}(t))}$

---

On obtient donc une multiplication de l'intégrale de la fréquence, qui correspond à l'opération de filtrage, par la non-linéarité statique  $f_k(|\tilde{a}_{11}(t)|)$ . Cette équation est décrite de façon graphique sur la figure 2-4 :

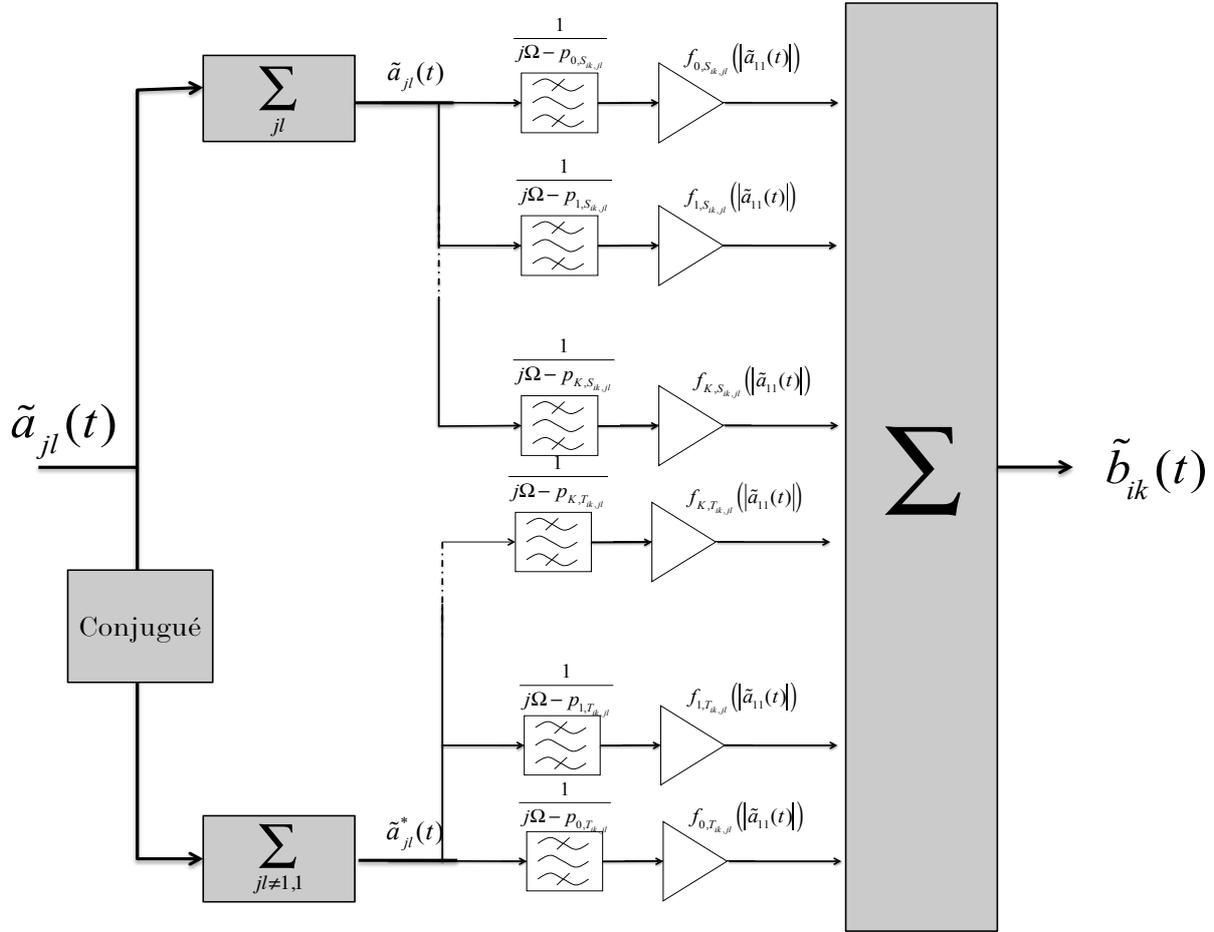


Figure 2-4 : Implémentation numérique du modèle MHV

En perspective, nous pourrions utiliser la méthode proposée en [67], par C. Quindroit. En effet il a utilisé une méthode SVD (Singular Value Decomposition) pour évaluer une base de fonctions qui puisse limiter les erreurs numériques en conditionnant correctement ses solutions, avoir une taille minimum pour prédire avec précision la réponse avec un minimum de coefficient et enfin avoir une méthode automatique et simple d'usage.

### III.3 Implémentation du modèle sous logiciel commercial de type ADS

Pour l'implémentation du modèle, deux cas distinct ont été observés : la cas du composant faiblement désadapté par rapport à 50 Ohms (amplificateur de puissance) et le cas du composant fortement désadapté vis à vis de 50 Ohms (transistors).

### III.3.1 Implémentation du modèle MHV dédiés aux amplificateurs de puissance

L'écriture du modèle décrite avec les techniques vues précédemment est la suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t) = & \sum_{jl} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot P^{k-l} \cdot \tilde{a}_{jl}(t) \cdot dt \\ & + \sum_{jl \neq 1,1} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot P^{k+l} \cdot \tilde{a}_{jl}(t) \cdot dt \\ \text{avec } P = e^{j\varphi(\tilde{a}_{11}(t))} \text{ et } S_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \text{ ou } T_{ik,jl}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) = & \sum_{m=0}^m \frac{1}{j\Omega - p_{m,ik,jl}} \cdot f_k(|\tilde{a}_{11}|) \end{aligned} \quad \langle 2.22 \rangle$$

Ici, nous souhaitons simuler l'amplificateur avec des excitations de type télécom, afin de valider les critères de mérites tels que EVM, ACPR, IMD3, IMD5...

Comme cela a été décrit dans la section 1.3, le formalisme d'enveloppe nous permet de travailler directement sur le signal modulant (l'enveloppe) en module et en phase, ce qui nous permet de simuler la réponse du modèle à des signaux modulés avec un minimum de temps de calcul.

Pour cela un moteur de simulation approprié est le Transitoire d'enveloppe. En effet, chaque nœud en tension est défini par un spectre fréquentiel variant dans le temps. Comme pour la simulation HB, une configuration de fréquence fondamentale et harmoniques est défini par l'utilisateur, mais dans la simulation transitoire d'enveloppe, les modules et phases de chaque raie fréquentielle varie avec le temps de simulation. On peut donc définir des signaux autres que sinusoïdaux.

Chaque raie spectrale est définie par une largeur de bande spectrale, ce qui nous permet de simuler des signaux à bande modulation large. En pratique, pour chaque point temporel de l'échantillonnage de l'enveloppe du signal, une simulation HB est réalisée.

Pour implémenter un modèle avec un tel moteur de simulation, la description de la dépendance en fréquence doit être extraire en bande base (autour de zéro), en supprimant la porteuse. Un exemple du noyau  $S_{11,11}$  caractérisé en niveau et en fréquence est décrit en figure 2-5.

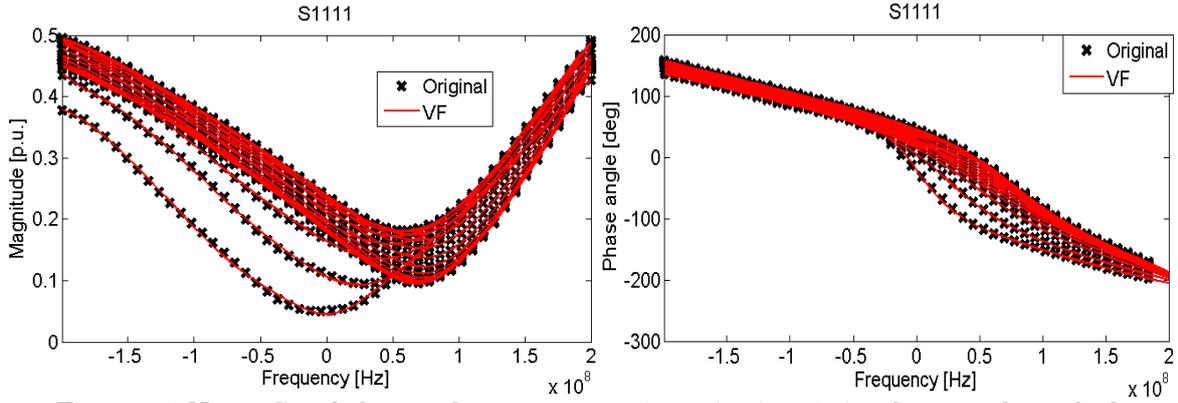


Figure 2-5: Noyau  $S_{11,11}$  balayé en fréquence et en niveau (croix noire) et fitté avec la méthode pôles/résidus en bande de base (courbe rouge)

Pour simplifier la compréhension de l'implémentation numérique du modèle, nous ne considérerons que l'écriture de l'onde  $b_{21}$  pour un modèle prenant en compte que la fréquence fondamentale :

$$\tilde{b}_{21}(t) = TF^{-1} \left( S_{21,11} \left( \left| \tilde{a}_{11}(t) \right|, \Omega \right) P^0 \tilde{a}_{11}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \right) \quad \langle 2.23 \rangle$$

En appliquant l'équation 2.18 dans 2.19 on obtient :

$$\tilde{b}_{21}(t) = TF^{-1} \left( \sum_{m=0}^m \frac{1}{j\Omega - p_{m,ik,jl}} \cdot f_k \left( \left| \tilde{a}_{11}(t) \right| \right) \tilde{a}_{11}(\Omega) \right) \quad \langle 2.24 \rangle$$

Si on considère la transformée de Fourier de l'équation 2.22, on peut écrire :

$$\tilde{b}_{21}(\Omega) = \sum_{m=0}^m \frac{1}{j\Omega - p_{m,ik,jl}} \cdot f_k \left( \left| \tilde{a}_{11}(t) \right| \right) \tilde{a}_{11}(\Omega) \quad \langle 2.25 \rangle$$

Si l'on considère que  $k=n=1$  on obtient :

$$\tilde{b}_{21}(\Omega) \times j\Omega - p_{11} \tilde{b}_{21}(\Omega) = f_1 \left( \left| \tilde{a}_{11}(t) \right| \right) \tilde{a}_{11}(\Omega) \quad \langle 2.26 \rangle$$

On réappliquant une transformée inverse on obtient donc :

$$\tilde{b}_{21}(t) = \frac{\frac{\partial \tilde{b}_{21}(t)}{\partial t} - f_1 \left( \left| \tilde{a}_{11}(t) \right| \right) \tilde{a}_{11}(t)}{p_1} \quad \langle 2.27 \rangle$$

En résumé pour chaque couple pôles/résidus décrivant la dépendance en fréquence sera implémentée par le calcul de sa dérivée. Pour cela nous avons utilisé les Frequency Domain Description (FDD) dans le logiciel ADS, qui présente l'avantage de considérer les réponses fréquentielles comme étant discrètes et de les traiter sous formes de

tableaux indépendants, et de faire des simulations tempo-fréquentielles qui nous permettent de calculer les dérivées des enveloppes complexes aux différentes branches du modèle. En figure 2-6, on peut voir comment les noyaux  $S_{21,jl}$  et  $S_{11,jl}$  sont implémentés dans ADS.

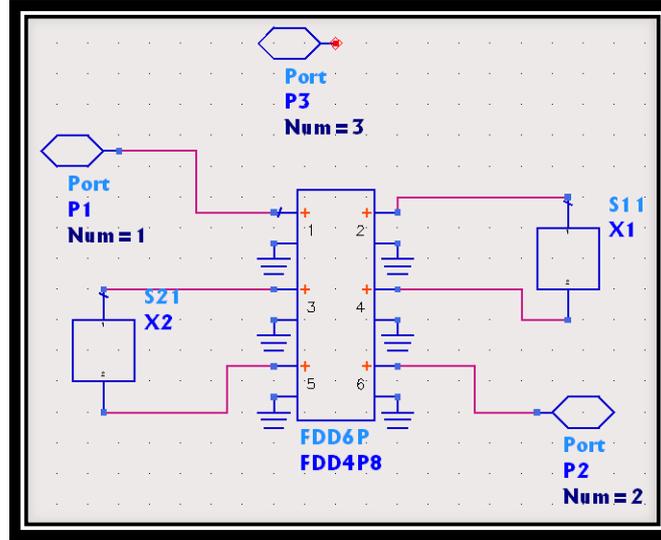


Figure 2-6: Intégration des noyaux  $S_{21,jl}$  et  $S_{11,jl}$  en bande de base dans le logiciel ADS à l'aide de FDD

### III.3.2 Implémentation du modèle MHV dédiés aux transistors

Dans le cas d'un transistor, il y a une variable de plus à prendre en compte en plus de la fréquence et du niveau de  $a_{11}$  qui est le  $Z_{ref}$  du modèle qui est balayé dans la zone optimale de fonctionnement en puissance et en rendement du transistor. Le but de ce modèle est d'être utilisé dans une conception d'amplificateur de puissance. Le moteur de simulation le plus approprié est donc le moteur Harmonique Balance.

En Harmonique Balance il convient ici de différencier deux cas de figures :

- 🍏 Simulation multi-harmonique de type CW
- 🍏 Simulation multi-harmonique de type multi-porteuses (1 à 3 en pratique)

Dans le premier cas contrairement à l'implémentation du modèle MHV dédié aux amplificateurs, les équations du modèle seront implantées dans le domaine fréquentiel de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 b_{ik}(\Omega) &= \sum_{jl} S_{ik,jl}^{HF} \left( \left| \tilde{a}_{11} \right|, \Omega, Z_{ref} \right) P^{k-l} \tilde{a}_{jl}(\Omega) \\
 &\quad + \sum_{jl \neq 1,1} T_{ik,jl}^{HF} \left( \left| \tilde{a}_{11} \right|, \Omega, Z_{ref} \right) P^{k+l} \tilde{a}_{jl}(\Omega) \\
 \text{with } P &= e^{j\varphi(a_{11})}
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

En effet dans le cas d'une simulation HB CW, les enveloppes complexes de 2.26 prennent les formes suivantes, avec la phase de l'enveloppe égale directement à la phase de la porteuse :

$$\begin{aligned} a_{11} &= \text{Re} \left\{ |\tilde{a}_{11}| e^{j\varphi_{a_{11}}} e^{j^{2\pi} f_0 t} \right\} \\ |\tilde{a}_{11}| &= A \end{aligned} \quad \langle 2.29 \rangle$$

Les noyaux sont donc décrits directement en passe bande, sans suppression de porteuse qui contient directement les informations A et  $\varphi$ . Cette implémentation nous permet une simulation plus rapide en Harmonique Balance, ce qui est primordial pour une conception d'amplificateur de puissance. Elle permet de sonder la mémoire HF uniquement dans le cas d'utilisation de signaux CW.

Si l'on considère le cas de simulation multi-porteuses il n'est plus possible d'utiliser une implémentation aussi simple que précédemment. En effet, l'utilisation de FDD avec des équations définies uniquement dans le domaine fréquentiel combiné au fait que les FDD ne traitent les réponses fréquentielles que de façon discrète, ne nous permet plus d'accéder à l'information de l'enveloppe primordiale pour calculer correctement les paramètres  $|\tilde{a}_{11}(t)|$  et  $\varphi_{\tilde{a}_{11}(t)}$  des noyaux du modèle Or dans une phase de conception, il peut être intéressant de simuler la réponse en C/I de l'amplificateur de puissance pour vérifier sa linéarité.

Pour pallier à ce problème, une intégration du modèle avec des éléments ne traitant plus les réponses harmoniques indépendamment les unes des autres mais considérant le spectre comme étant continu. Pour cela l'élément central est un SDD dont les étapes de simulations de cet élément sont les suivants :

- 🍏 Application de la transformée de Fourier inverse au nœud de tension  $V_1(\Omega)$ , afin d'obtenir une forme d'onde temporelle échantillonnée.  $v_1(t)$
- 🍏 Evaluation de la non-linéarité point par point le long de la forme d'onde temporelle. Le résultat est la forme d'onde temporelle du courant  $i_1(t)$
- 🍏 Application de la transformée de Fourier pour obtenir le spectre du courant  $I_1(\Omega)$ , puis application de la fonction de poids  $w$  défini par l'utilisateur.

Cet élément possède donc l'avantage de pouvoir calculer une dérivée temporelle directement par la multiplication par  $j\omega$  dans le domaine fréquentiel de la réponse. En

combinant cet élément avec des filtres centrés autour des fréquences fondamentales et harmoniques, on peut implanter le modèle MHV prenant en compte les effets mémoires HF en simulation HB (figure 2-7). Cependant, le modèle est un peu plus lent à simuler.

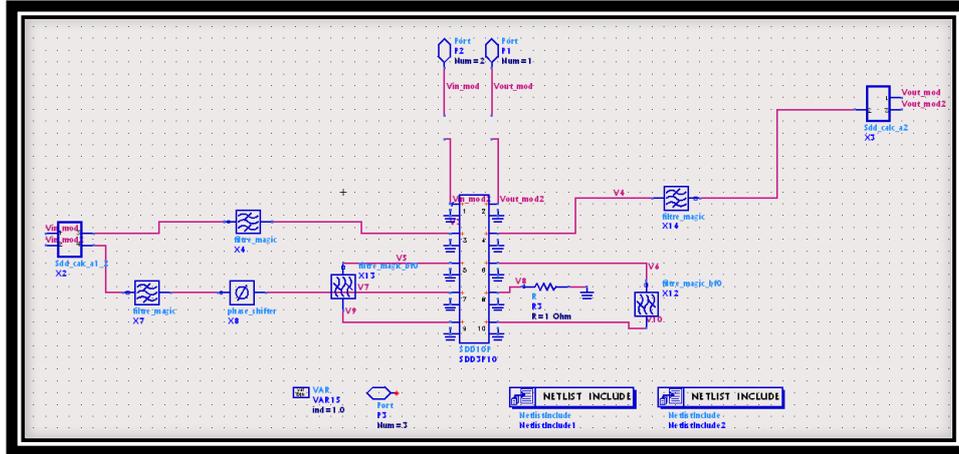


Figure 2-7 : Implémentation du modèle MHV avec la prise en compte de la mémoire HF

En résumé on peut faire un tableau comparatif des trois modèles implantés de façons différentes dans ADS :

	Modèle MHV dédiés aux amplificateurs	Modèle MHV dédiés aux transistor	Modèle MHV modifié dédiés aux transistor
Désadaptation	Faible	Très forte	Très forte
Réponse Harmonique	Oui	Oui	Oui
Mémoire HF	Oui	Seulement sur signal mono-porteuse	Oui
Type de simulation	Transitoire d'enveloppe	HB (mono-porteuse)	HB (multi-porteuse)
Vitesse de Simulation	+	+++	++

Tableau 2-1: Comparatif des différentes implémentations du modèle MHV

## IV Banc de caractérisation dédiés à l'extraction de modèle MHV

Dans cette partie, nous détaillerons le banc de caractérisation qui été développé afin de permettre l'automatisation de l'extraction du modèle MHV. Pour cela, nous présenterons d'abord le fonctionnement d'un banc de caractérisation en puissance de type Load-Pull. Puis dans un second temps, nous présenterons l'analogie qui été faite pour appliquer la méthode d'extraction du modèle MHV au domaine expérimental. Enfin pour finir la procédure d'extraction sera détaillée.

### IV.1 Mesures de puissance Load-Pull de type basé sur un Analyseur de Réseau Vectoriel

Le type de banc de mesure qui nous présenterons dans cette partie est un banc de mesure de puissance dit « VNA-based » qui nous permet de mesurer les ondes incidentes et réfléchies sous leurs formes complexes.

Ces bancs sont articulés autour d'un VNA (Vector Network Analyser), qui combiné avec des coupleurs faibles pertes situés au plus près du DUT permet de mesurer avec le plus de précision possible les ondes incidentes et réfléchies arrivant aux accès du DUT. Un schéma générique est donné en figure 2-8 :

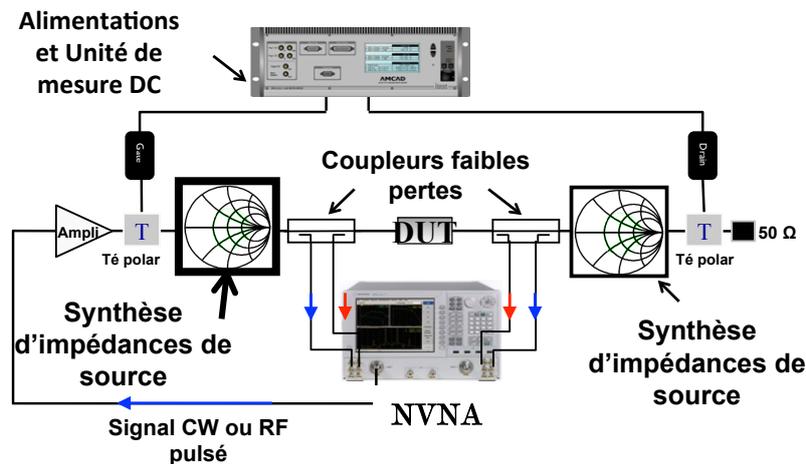


Figure 2-8: Synopsis banc de caractérisation Load-Pull “VNA based”

Nous allons détailler le fonctionnement des deux éléments les plus importants du banc de mesures pour comprendre le fonctionnement du futur banc d'extraction de modèle MHV : le VNA et les synthétiseurs d'impédances.

### IV.1.1 Description du VNA et NVNA

Le VNA dans le cas de mesures de puissance, est utilisé comme un récepteur. Dans ce mode, le VNA permet de faire l'analyse de rapport d'ondes à plusieurs fréquences discrètes indépendamment les unes des autres, en se synchronisant sur un signal de référence correspondant à la fréquence du signal en cours d'analyse. En figure 2-9, le cas d'un VNA deux ports est décrit pour une mesure de puissance Load-Pull.

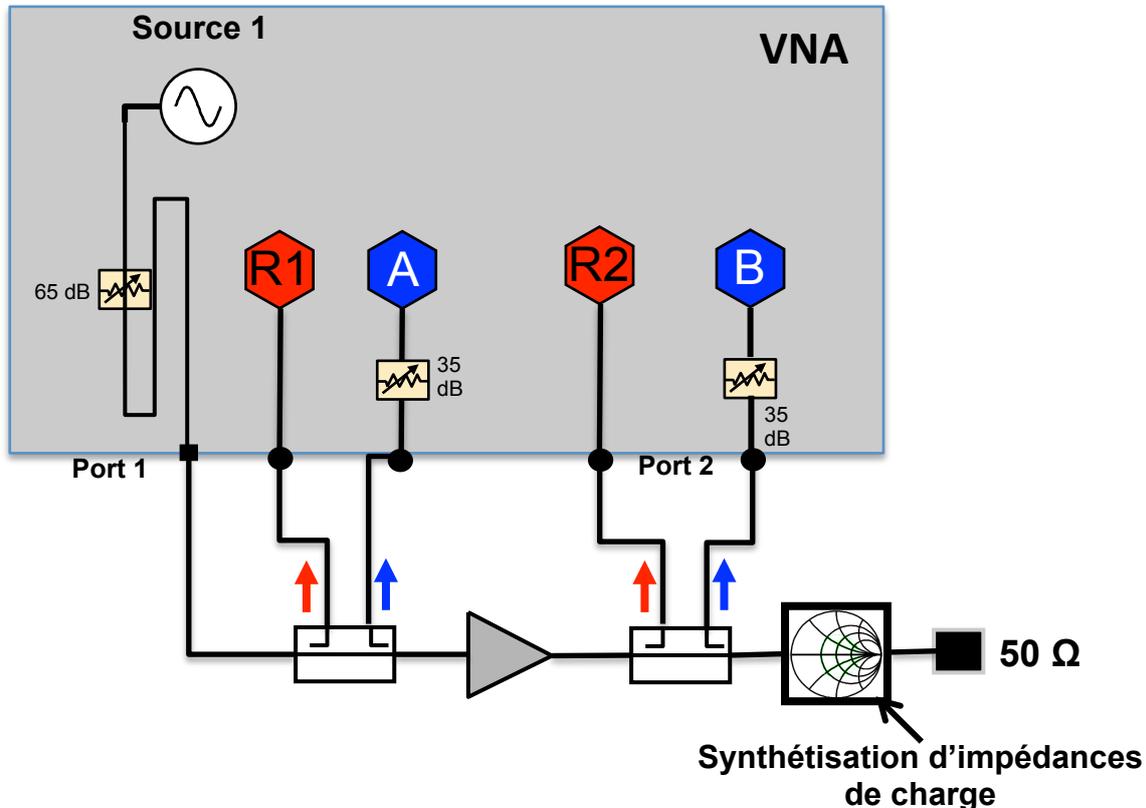


Figure 2-9: Analyse du VNA en mode récepteur pour une mesure de puissance Load-pull

La voie RF du VNA génère grâce à sa source interne un signal mono-porteuse, qui est utilisé comme référence. Les ports de mesure R1 et R2 sont utilisés comme référentiels pour les mesures sur tous les ports. A la fréquence fondamentale de l'analyse, le VNA génère sur sa voie RF un signal sur l'entrée du dispositif sous test. Le signal incident et réfléchi en entrée et en sortie du DST est renvoyé par l'intermédiaire d'un coupleur sur les ports R1 et R2 pour les ondes incidentes ( $a_1$  et  $a_2$ ) et sur les portes A et B pour les ondes réfléchies ( $b_1$  et  $b_2$ ). Chaque signal sur les portes de mesures R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> A et B s'écrit :

$$\begin{aligned}
 R_1(t) &= |R_1| \cos(2\pi f_{test}t + \varphi_{ref1}) \\
 A(t) &= |A| \cos(2\pi f_{test}t + \varphi_A) \\
 R_2(t) &= |R_2| \cos(2\pi f_{test}t + \varphi_{ref2}) \\
 B(t) &= |B| \cos(2\pi f_{test}t + \varphi_B)
 \end{aligned}
 \tag{2.30}$$

Le principe de mesure d'un VNA est d'utiliser des mélangeurs pour translater les signaux RF vers des signaux IF fixe, de filtrer ce résultat pour pouvoir digitaliser celui-ci. Cette méthode nous permet d'avoir une très grande dynamique, si le filtre est suffisamment sélectif (autour de 110 dB pour un PNA de chez Agilent). Un schéma de principe de la translation fréquentielle est donné en figure 2-10.

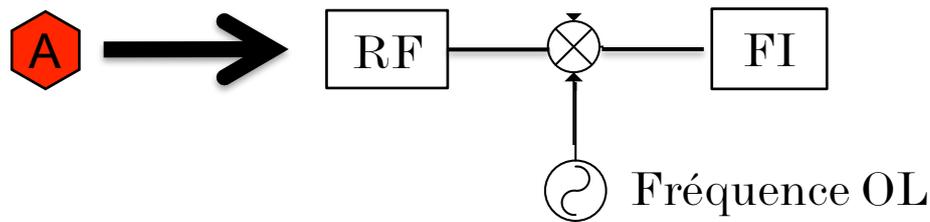


Figure 2-10 : Principe de translation fréquentielle

La fréquence d'OL est balayée pour que la valeur de fréquence  $f_i$  soit fixe quelque soit la valeur de fréquence  $f_{RF}$ . La méthode de mélange avec le signal d'OL introduit une dérive de phase, les signaux s'écrivent donc :

$$\begin{aligned}
 R_1(t) &= |R_1| \cos(2\pi f_i t + \varphi_{ref1} - \varphi_{OL}) \\
 A(t) &= |A| \cos(2\pi f_i t + \varphi_A - \varphi_{OL}) \\
 R_2(t) &= |R_2| \cos(2\pi f_i t + \varphi_{ref2} - \varphi_{OL}) \\
 B(t) &= |B| \cos(2\pi f_i t + \varphi_B - \varphi_{OL})
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

Soit en mesurant directement le module et la phase de chaque signal en présence sur les récepteurs R1, A, R2 et B, soit en mesurant les rapport R1, A/R1, R2 et B/R2, on obtient les modules et les phase des ondes incidentes  $a_1$ ,  $a_2$  et réfléchies  $b_1$  et  $b_2$ . Cependant il est important de souligner que la phase introduite par la fréquence OL varie lorsque on change la valeur de celle-ci afin de garder la fréquence d'IF fixe. Comme les mesures sur les différents ports aux différentes fréquences ne se fait pas aux mêmes instants, on obtient une disparité sur la valeur de la phase d'OL sans pouvoir la contrôler ou même la quantifier Cet effet est très limitant car, du point de vue des phases, nous obtenons donc des phases relatives et non absolues. Lorsque l'on mesure les modules et phases des ondes incidentes et réfléchies aux fréquences harmoniques

( $2f_0, 3f_0 \dots$ ), les phases mesurées n'ont plus aucune relation avec les phases mesurées pour la fréquence  $f_0$ . On ne peut donc pas reconstruire la forme temporelles en écrivant une série de Fourier.

Pour pallier ce problème, de nouvelles générations de VNA ont fait leurs apparitions : le Non-Linear Vector Analyser (NVNA). En plus des traditionnelles phases de calibration vectorielles et en puissance, une calibration en phase est appliquée. Pendant la mesure, une référence de phase est branchée sur un mélangeur qui possède la même fréquence d'OL que ceux utilisées pour le mélange des signaux des ondes a et b, qui servira de référence pour la détermination des phases absolues des ondes aux fréquences fondamentales et harmoniques en même temps. On peut donc mesurer les phases absolues des ondes, en connaissant le dérive de phase rajouté par la fréquence d'OL. Le schéma équivalent du récepteur est décrit dans la figure 2-11.

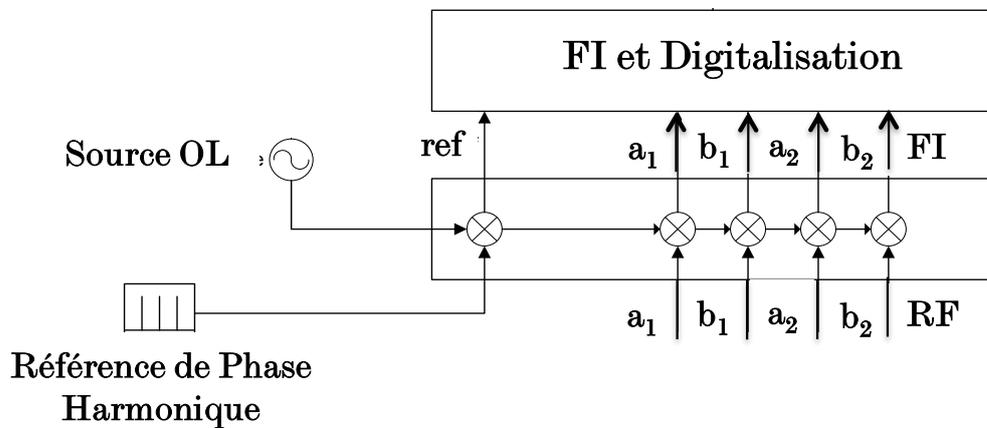


Figure 2-11 : Schéma équivalent de la mesure NVNA

Ce type de banc de mesure basé sur un NVNA porte le nom de mesures de puissance Load-Pull temporelles.

#### IV.1.2 Description des synthétiseurs d'impédances de charge

Il existe deux grandes familles pour la partie synthèse d'impédances de charge:

- 🍏 Les synthèses d'impédances de charges dites actives : on réinjecte de la puissance au composant afin de contrôler l'impédance de charge vue par celui-ci. En effet lorsque l'on regarde le coefficient de charge, celui s'écrit :

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_{\text{charge}} - Z_0}{Z_{\text{charge}} + Z_0} \quad \langle 2.32 \rangle$$

Vu que la valeur de  $b_2$  est fixée par le composant, on peut donc faire varier la valeur de l'impédance de charge en faisant varier la valeur absolue de l'onde  $a_2$  ainsi que sa phase. Le principal avantage de ce type de mesure est sa rapidité d'exécution. Cependant pour obtenir un fort  $\gamma$  charge, on doit réinjecter un niveau de puissance de l'ordre de grandeur de la puissance que sort ce composant. On est donc limité en puissance et en largeur de bande puisque nous avons besoin d'utiliser des amplificateurs de puissance ayant la même puissance de sortie que le composant à tester. Sur la figure 2-12, on peut voir la topologie d'une synthèse active d'impédances de charge proposée dans [68] par l'équipe Xlim.

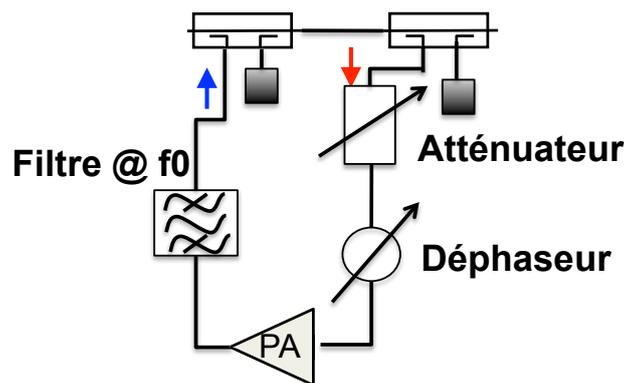


Figure 2-12: Méthode active de synthétisation d'impédance de charge proposé par Xlim

- Les synthèses d'impédances de charges passives: on utilise des tuners mécaniques pour présenter les impédances de charge souhaitées. Un tuner est composé d'une ligne coaxiale surmontée d'un ou plusieurs chariots eux mêmes composés de plongeurs. Ces plongeurs sont réglables en hauteurs et en s'approchant de la ligne permettent de contrôler le module de l'impédances tandis que les chariots bougent le long de la ligne afin de contrôler la phase de l'impédance synthétisées. Un schéma de principe est donné en figure 2-13 :

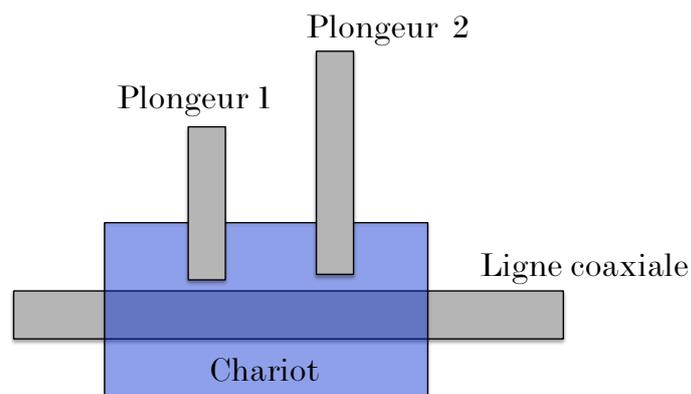


Figure 2-13 : Schéma de principe d'un tuner mécanique

Cette méthode présente l'avantage de ne pas avoir de limite de puissance ni de fréquence en théorie (en pratique ce sont les puissances maximums acceptés par les tuners et leurs bande de fonctionnement qui limite la mesures). Cependant cette méthode est beaucoup moins rapide que la mesure active, à cause des déplacements mécaniques des chariots d'un tuner mécanique.

## IV.2 Description du banc d'extraction de modèle MHV basé sur un banc de mesure Load-Pull temporel

Si on repart de l'extraction proposée en [35] par J. Verspecht, la méthode est d'injecter une onde d'amplitude faible devant la non-linéarité fixée par l'onde incidente à la fréquence fondamentale (figure 2-14).

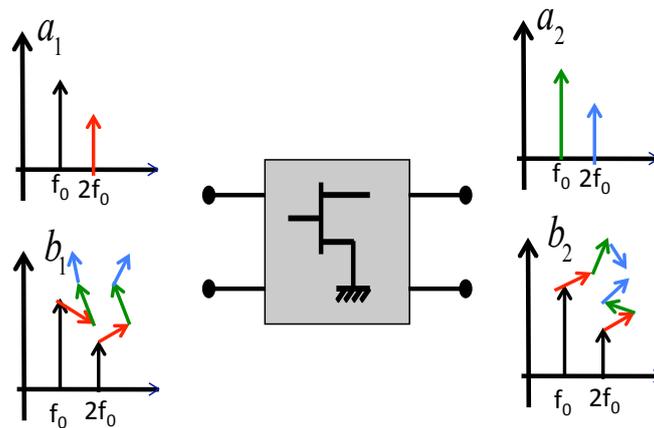


Figure 2-14 : Rappel de l'extraction du modèle MHV

Dans l'exemple ci-dessus, on injecte une onde  $a_{21}$  (en vert), et on mesure l'influence de celle ci sur les ondes  $b_{11}$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{21}$  et  $b_{22}$ , pour un modèle prenant en compte seulement deux harmoniques. De la même façon que pour les mesures load-pull avec synthèses d'impédances de charges actives, cette méthode est limitée au niveau de la puissance et de la largeur de bande.

Pour pallier ce problème, nous avons proposé de remplacer l'injection de puissance en sortie sur  $a_2$ , par une méthode passive à l'aide d'un tuner mécanique. En effet lorsque l'on injecte une onde  $a_2$  avec un certain niveau et une certaine phase, de façon virtuelle on présente une impédance de charge à celui-ci qui correspond à :

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_{\text{charge}} - Z_0}{Z_{\text{charge}} + Z_0}$$

<2.33>

Il est donc possible de remplacer la réinjection de puissance par un tuner multi-harmonique. De plus, le modèle MHV est un modèle articulé autour des interactions et des influences des modules et phases de chaque onde à chaque fréquence harmonique. Le système de mesure est donc naturellement un système calibré en phase, ce qui implique donc l'utilisation d'un NVNA.

Considérons à nouveau l'équation du modèle MHV en 2.30 :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{ik}(t) &= \sum \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ik,jl}^{HF} \left( |\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega, Z_{ref} \right) P^{k-l} \tilde{a}_{jl}(\Omega) . e^{j\Omega t} d\Omega \\ &+ \sum \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T_{ik,jl}^{HF} \left( |\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega, Z_{ref} \right) P^{k+l} \tilde{a}_{jl}^*(\Omega) . e^{j\Omega t} d\Omega \\ &\text{with } P = e^{j\varphi(|a_{11}|)} \end{aligned} \quad <2.34>$$

Pour illustrer la nouvelle méthode d'extraction que nous proposons, prenons l'exemple de l'onde  $b_{22}$  pour un modèle prenant en compte l'influence du fondamental et de l'harmonique 2 pour simplifier l'écriture du modèle :

$$\begin{aligned} b_{22} &= S_{22,11} a_{11} P^1 + S_{22,12} a_{12} P^0 + S_{22,21} a_{21} P^1 + S_{22,22} a_{22} P^0 \\ &\quad + T_{22,12} a_{12}^* P^4 + T_{22,21} a_{21}^* P^3 + T_{22,22} a_{22}^* P^4 \end{aligned} \quad <2.35>$$

La première étape est d'extraire le noyau  $S_{22,11}$ , est d'annuler de façon artificielle les ondes  $a_{12}$ ,  $a_{21}$  et  $a_{22}$ . Pour cela il suffit de présenter une impédance de charge en sortie qui représentera l'impédance de référence  $Z_{ref}$  du modèle. L'équation 2.32 devient :

$$b_{22} = S_{22,11} a_{11} P^1 \quad <2.36>$$

Une fois cette étape accomplie, la deuxième étape est par exemple d'extraire le couple de noyau  $S_{22,22}$  et  $T_{22,22}$ . Il faut donc annuler les autres ondes incidentes  $a_{12}$  et  $a_{21}$ , puisque l'onde  $a_{11}$  ne peut pas être annulée, étant donné que c'est elle qui fixe l'état non-linéaire autour duquel nous linéarisons la réponse du dispositif sous test. L'équation 2.32 devient :

$$b_{22} = S_{22,11} a_{11} P^1 + S_{22,22} a_{22} P^0 + T_{22,22} a_{12}^* P^4 \quad <2.37>$$

Comme nous connaissons déjà la valeur de  $S_{22,11}$ , on peut enlever sa contribution à la mesure de l'onde  $b_{22}$  :

$$b_{22} - S_{22,11}a_{11}P^1 = S_{22,22}a_{22}P^0 + T_{22,22}a_{22}^*P^4 \quad \langle 2.38 \rangle$$

En faisant varier la phase de l'onde  $a_{22}$  on peut décrire un système matriciel qui nous permettra de résoudre les noyaux  $S_{22,12}$  et  $T_{22,12}$ .

$$\begin{bmatrix} S_{22,22} \\ T_{22,22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{22}.e^{j\varphi 1} & a_{22}^*.e^{j\varphi 1} \\ a_{22}.e^{j\varphi 2} & a_{22}^*.e^{j\varphi 2} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} b_{22Z_1} \\ b_{22Z_2} \end{bmatrix} \quad \langle 2.39 \rangle$$

Cette étape est répétée autant de fois qu'il reste de termes S&T à résoudre. Pour chaque noyau, la valeur de  $a_{11}$  est balayée sur toute la plage de variation de puissance voulue. De plus cette procédure est appliquée pour toute la plage de variation de fréquence choisie, ainsi que pour toute la plage de variation de  $Z_{ref}$  choisie.

Le synoptique du banc d'extraction qui a été développé et automatisé est présenté en figure 2-15

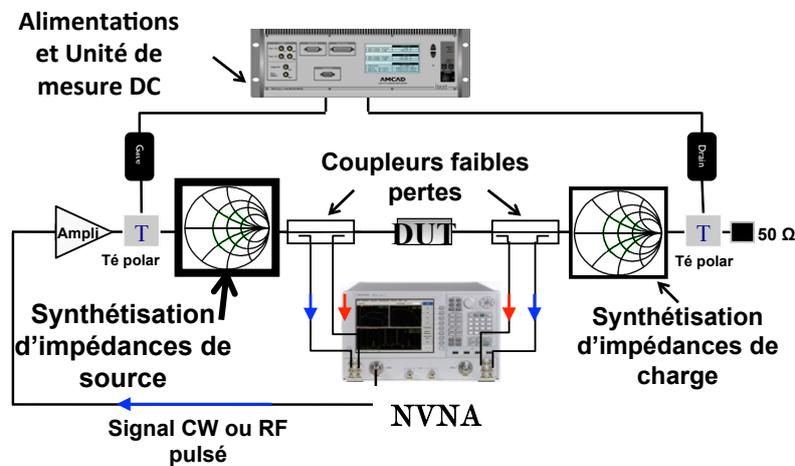


Figure 2-15 : Banc d'extraction de MHV modèle

Ce banc est composé d'un NVNA qui nous permet à l'aide de coupleurs faibles pertes placés au plus près du DUT de mesurer les modules et les phases absolues des ondes incidentes et réfléchies aux fréquences fondamentales et harmoniques. Le tuner mécanique situé en sortie nous permet d'annuler de façon artificielles les ondes incidentes  $a$ . Les alimentations nous permettent de mesurer le courant et la tension DC du dispositif sous test, et de modéliser son comportement en fonction de la puissance RF.

Ce banc permet d'extraire des modèles de composants allant jusqu'à 50 W en mode CW et 200W en mode pulsé. Une photographie du banc de mesure mis en place à AMCAD se trouve en figure 2-16:

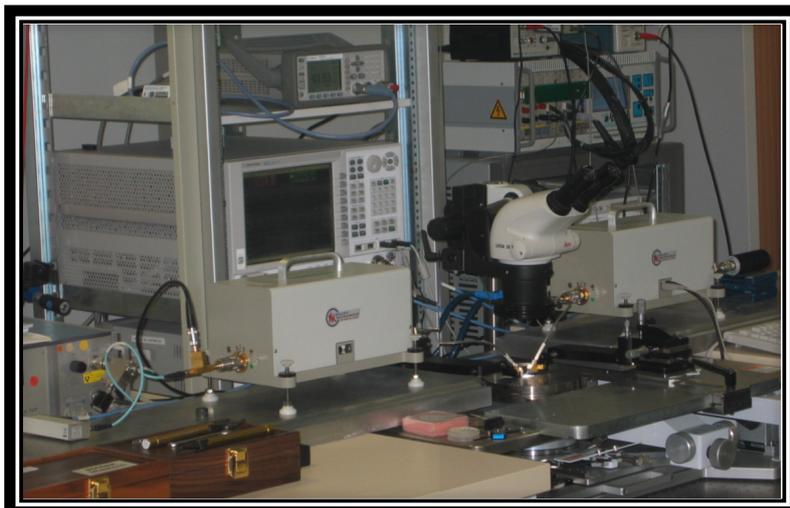


Figure 2-16 : Photographie du banc d'extraction de MHV modèle mis en place à AMCAD

## V Validation expérimentale sur plusieurs cas : amplificateurs et transistors

### V.1 Cas de composants très peu désadaptés : amplificateurs

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats du modèle MHV dédié aux amplificateurs de puissance. Pour cela, nous allons d'abord présenter les facteurs de mérites des amplificateurs de puissance que nous avons choisi pour mettre en évidence les effets de la mémoire HF non-linéaire : le critère de C/I et d'EVM.

#### V.1.1 Critère de C/I

Pour ce type de caractérisation, un signal d'excitation bi-porteuses est utilisé. L'amplitude de chacune des deux raies fréquentielles est identique, ce qui nous donne une enveloppe variable à fort indice de modulation. Lorsque ce type de signal est présenté en entrée d'un dispositif non-linéaire, le signal généré en sortie présente des composantes fréquentielles aux fréquence harmoniques, ainsi qu'à des fréquences parasites non-présentes en entrée (figure 2-17). En effet ces dernières résultent des produits d'intermodulation  $mf_1+nf_2$  avec m et n entier positifs.

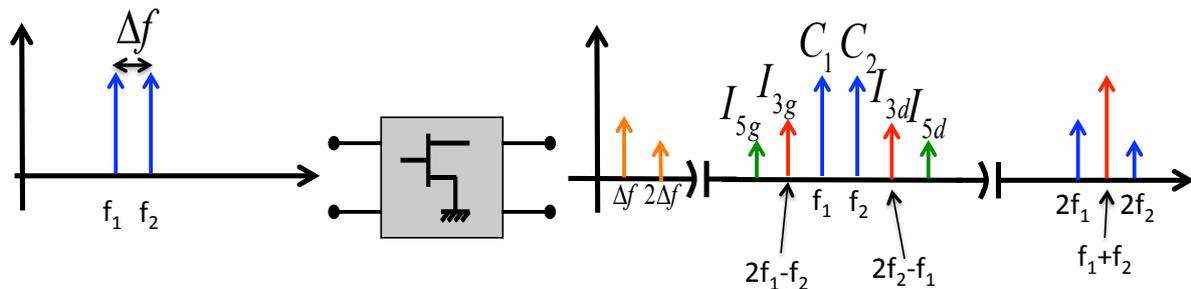


Figure 2-17 : Caractérisation bi-porteuse d'un amplificateur

Les produits d'intermodulation aux fréquences harmoniques supérieures sont facilement filtrables, au contraire des produits d'intermodulation  $m+n$  impairs qui se positionnent à proximité des signaux utiles  $C_1$  et  $C_2$  et viennent donc perturber le signal. On peut considérer d'autres éléments de produit d'intermodulation impair ( $I_5$ ,  $I_7$ , ...), cependant les produits d'intermodulation  $I_3$  sont ceux qui possèdent la puissance la plus élevée.

Pour quantifier le niveau de ces remontées spectrales, un rapport d'intermodulation est défini comme étant  $C/I_3$ .

$$C / I_3(dBc) = 10 \log \left( \frac{C_1^2 + C_2^2}{I_{3g}^2 + I_{3d}^2} \right) \quad \langle 2.40 \rangle$$

Pour dissocier les effets mémoires des amplificateurs, il est important de dissocier le rapport  $C/I_3$  à gauche des porteuses du rapport  $C/I_3$  à droite. Il est important de noter que ces valeurs varient en fonction de l'écart fréquentiel entre les raies spectrales présentées en entrée.

$$C / I_{3d}(dBc) = 10 \log \left( \frac{C_2^2}{I_{3d}^2} \right) \text{ et } C / I_{3g}(dBc) = 10 \log \left( \frac{C_1^2}{I_{3g}^2} \right) \quad \langle 2.41 \rangle$$

Ce critère, certes basique, nous permet de quantifier la proportion d'effets non-linéaires produit par l'amplificateur.

### V.1.2 Critère d'EVM

L'EVM (Error Vector Magnitude) est un critère définissant la linéarité d'un système pour des signaux modulés très complexes, comme ceux utilisés dans les télécommunications actuelles. La mesure d'EVM s'effectue avec des signaux en bande de base (IQ). Ce taux mesure sur une constellation, l'écart de position entre le symbole obtenu réellement et le symbole obtenu dans le cas idéal comme décrit sur la figure 2-18 :

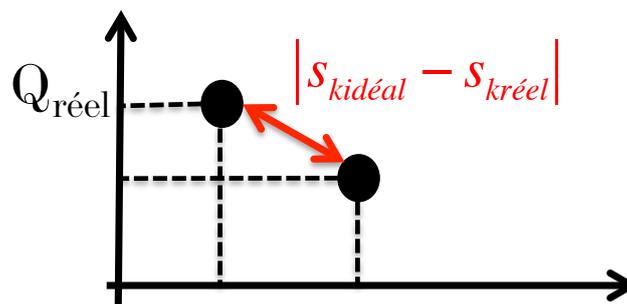


Figure 2-18 : Calcul de l'EVM

Afin de quantifier ce phénomène le taux d'EVM est calculé comme suit :

$$EVM (\%) = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K |s_{kideal} - s_{kreel}|}{\sum_{k=1}^K |s_{kideal}|^2}}$$

$s_{kideal}$  désigne le symbole idéal numéro k de la constellation

$s_{kreel}$  désigne le symbole réel numéro k de la constellation

$K$  désigne le nombre de symbole de la constellation

$$\langle 2.42 \rangle$$

Sur la figure 2-19, on montre les diagrammes de constellations en entrée et en sortie de l'amplificateur : on remarque que la constellation de sortie est déformée. Ceci est dû aux non-linéarités contenues dans l'amplificateur.

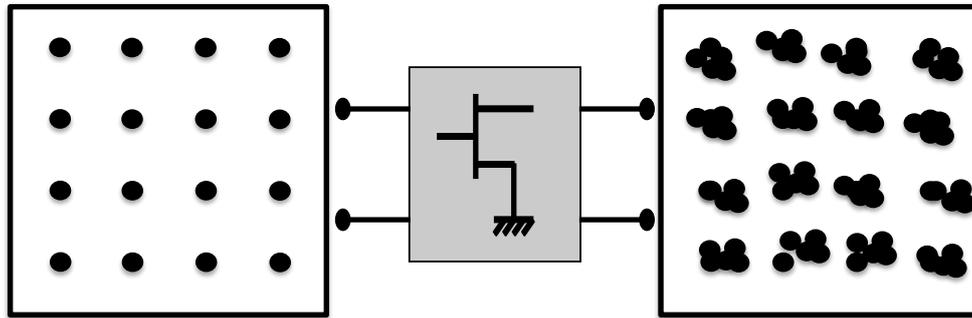


Figure 2-19 : Constellation entrée et sortie d'un amplificateur

### V.1.3 Amplificateur 1W large bande en technologie Silicium

Le premier exemple est un amplificateur de puissance en technologie silicium de puissance de sortie d'environ 1 W. Cet amplificateur a une bande de fonctionnement très importante (1 GHz jusqu'à 8 GHz). Nous avons choisi de caractériser cet amplificateur pour une fréquence centrale de 4 GHz avec une largeur de bande de 1 GHz. Les caractéristiques statiques de cet amplificateur pour la fréquence de 4 GHz sont présentées en figure 2-20 :

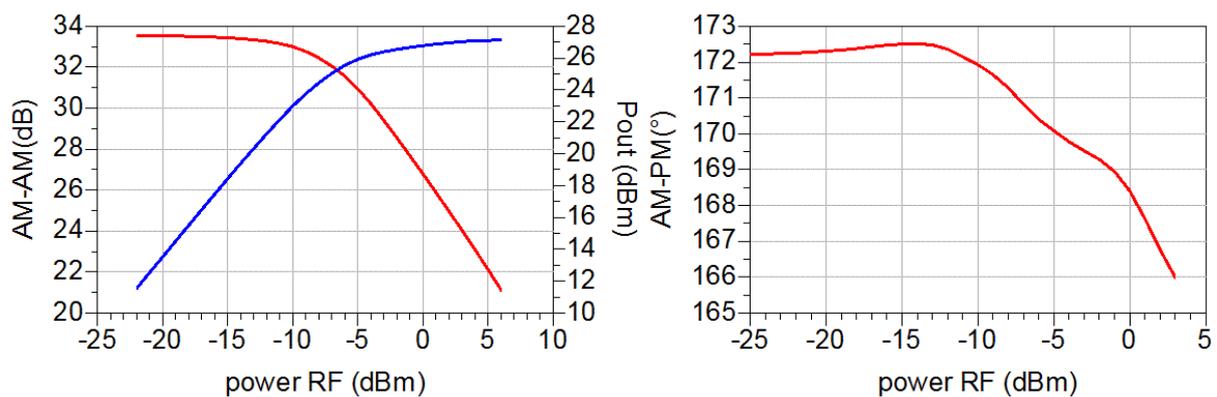


Figure 2-20 : Caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur mesurées à 4 GHz

Sur la figure 2-21 sont représentées les courbes d'AM/AM et AM/PM pour une bande de 500 MHz autour de la fréquence centrale  $f_0=4$  GHz. Ces courbes nous montrent des variations de gain d'environ 1 ou 2 dB sur la bande de fréquence considérés, ce qui est relativement peu. Cependant nous verrons que cela suffira pour présenter des effets sur des mesures de type bi-porteuses. L'identification du modèle s'est fait en mesure de la zone linéaire jusqu'à une zone de saturation de 10 dB. En fait, cet amplificateur est un amplificateur multi-étage c'est pourquoi il sature autant et aussi vite.

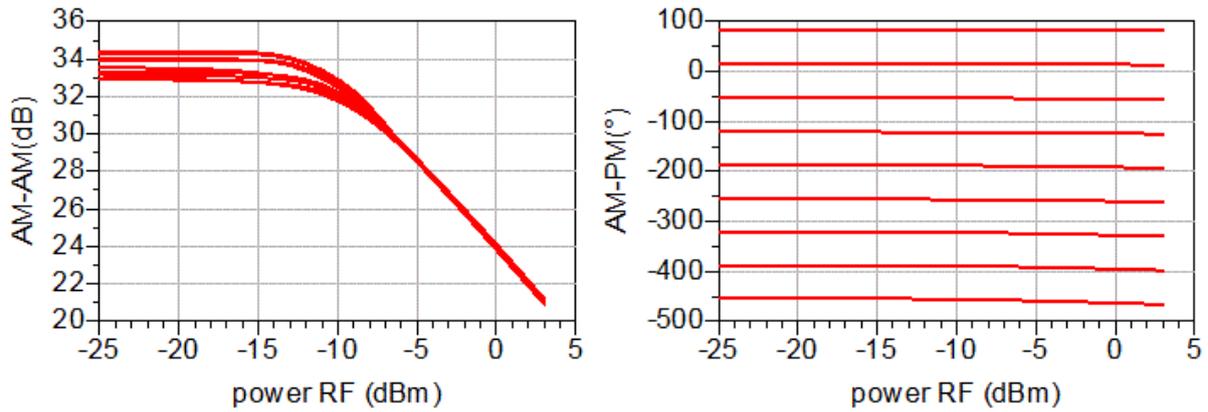


Figure 2-21 : Caractéristiques CW de l'amplificateur en puissance et en déphasage les courbes sont paramétrées en fréquence pour  $3,5\text{GHz} < f < 4,5\text{GHz}$  par pas de ...

Les noyaux du modèle extrait en mesures l'on été avec les techniques que nous avons vues précédemment. Pour donné un exemple, sur la figure 2-22, le noyau  $T_{21,21}$  du modèle extrait est tracé pour toute la plage de fréquence et de puissance :

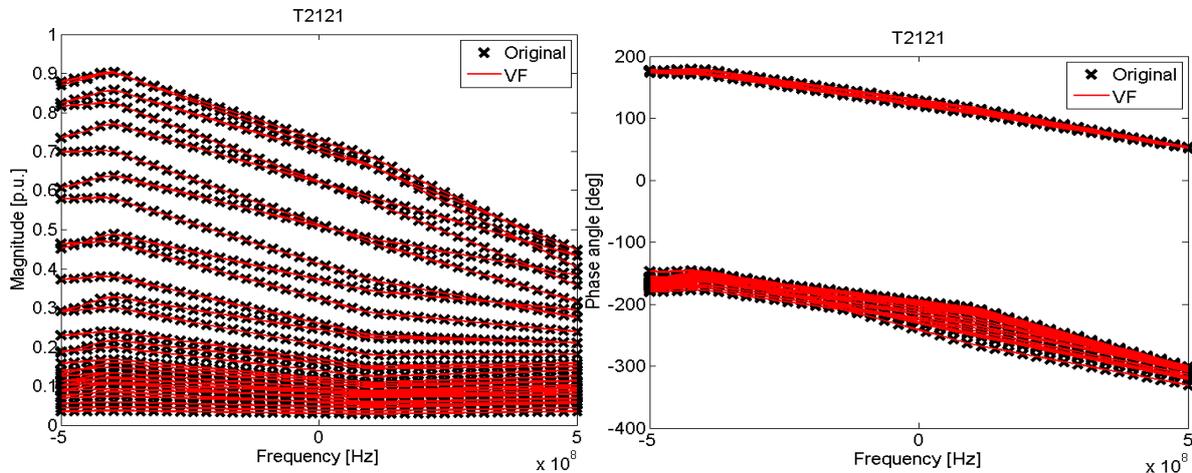


Figure 2-22: Exemple du noyau  $T_{21,21}$  extrait en mesure (croix noire) et fitté par décomposition pôles résidus (ligne rouge)

Pour ce noyau, les coefficients des pôles obtenus sont tracés à gauche sur la figure 2-23, et les résidus correspondant au deux pôles sélectionné sur la courbe de gauche sont tracés en fonctions de la puissance sur la droite du graphique.

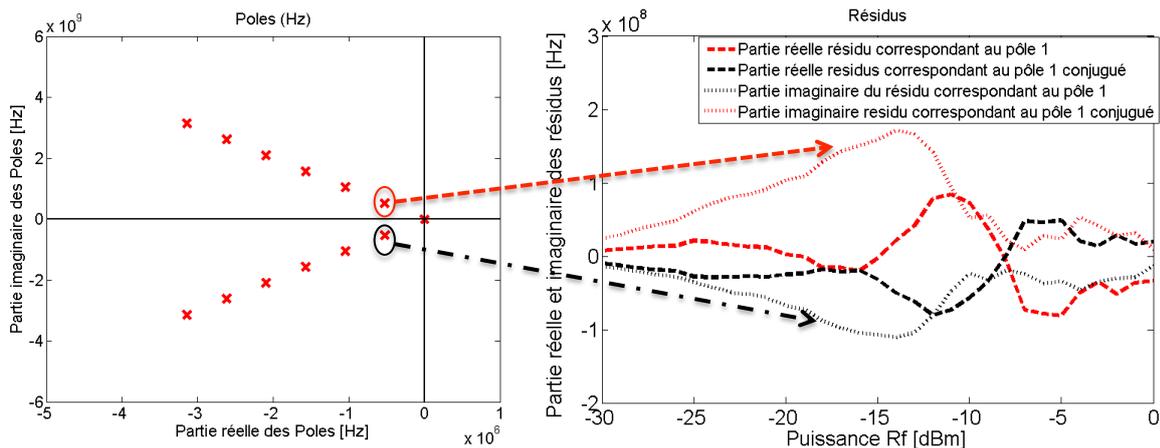


Figure 2-23 : Poles et résidus obtenues pour le fit du noyau  $T_{21,21}$

La première étape de validation du modèle a été de comparer la simulation et la mesure de cet amplificateur sur une impédance de  $50 \Omega$  et de  $75 \Omega$  sur toute la bande de fréquence. Les résultats sont tracés sur les figures 2-24 et 2-25 :

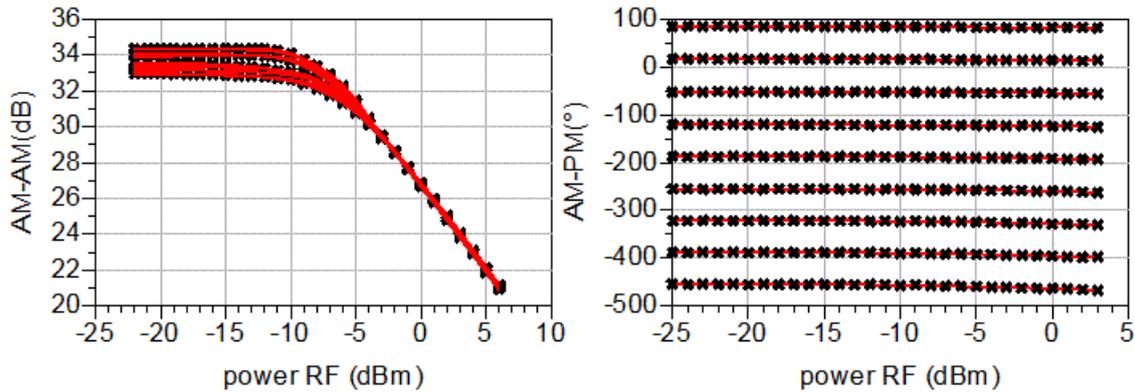


Figure 2-24 : Comparaison mesures/simulations de l'amplificateur sur  $50\Omega$

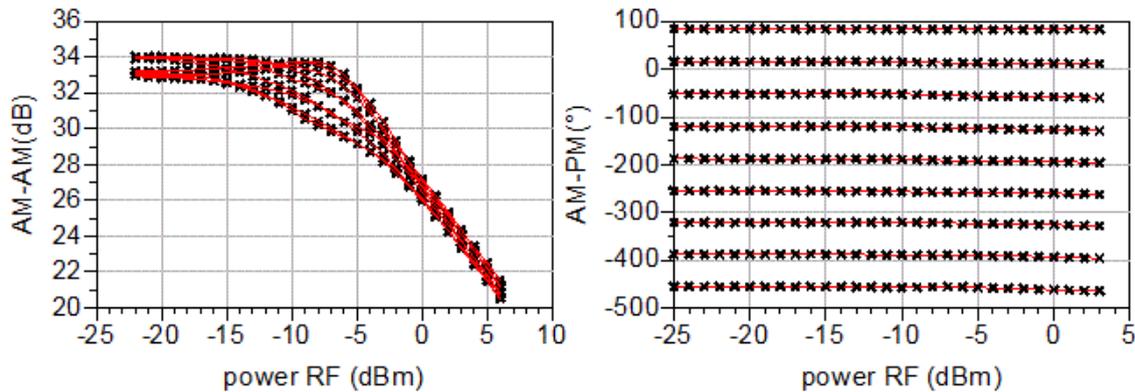


Figure 2-25 : Comparaison mesures/simulations de l'amplificateur sur  $75\Omega$

Les comparaisons simulations/mesures sont excellentes. Le modèle reproduit parfaitement les réponses mesurées en puissance. Maintenant que la partie statique du modèle est validée, nous pouvons passer à la validation de la mémoire HF dynamique. Pour cela des mesures bi-porteuses ont été opérés sur l'amplificateur pour un écart fréquentiel assez important pour exciter uniquement la mémoire HF (400 MHz). Les résultats en C/I3 sont décrits dans la figure 2-26 pour le modèle PHD statique et en figure 2-27 pour le nouveau modèle MHV qui prend en compte les effets mémoires HF.

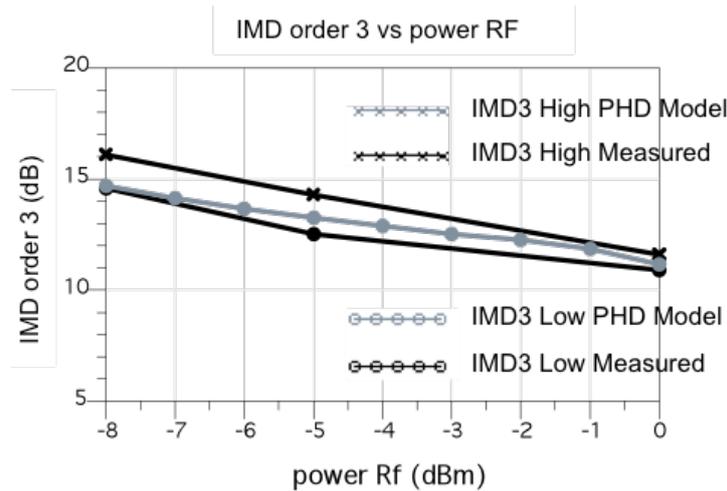


Figure 2-26 : Comparaison mesures/simulations de C/I3 pour le modèle PHD statique (la réponse IMD low et IMD High sont confondus pour le modèle PHD)

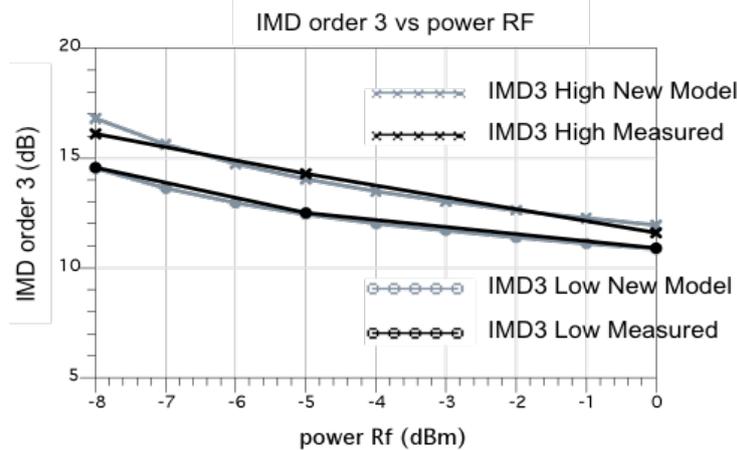


Figure 2-27: Comparaison mesures/simulations de C/I3 pour le modèle MHV

On voit que les réponses de C/I3 droit et gauche sont dissymétriques, ce que le modèle PHD statique ne peut prévoir. Or le nouveau modèle MHV prévoit plutôt bien cette dissymétrie. Ceci montre que le modèle prend bien en compte les effets mémoire HF aussi petit soient-ils.

Dans le prochain paragraphe nous allons appliquer la même méthode en simulation avec un amplificateur présentant beaucoup de mémoire HF, et nous validerons le modèle sur des simulations d'EVM cette fois ci.

#### V.1.4 Amplificateur 20W bande étroite HBT en technologie AsGa

L'amplificateur considéré ici est un amplificateur de puissance HBT en technologie AsGa polarisé en classe AB conçu dans ADS. Nous avons utilisé cette conception qui possède l'avantage de converger rapidement en Transitoire d'enveloppe. De plus contrairement au cas test précédent, cet amplificateur possède de forts effets mémoire HF, ce qui permettra de mettre en valeur l'apport de la mémoire HF. Les

caractéristiques de l'amplificateur pour sa fréquence centrale de 2.1 GHz est présenté en figure 2-28.

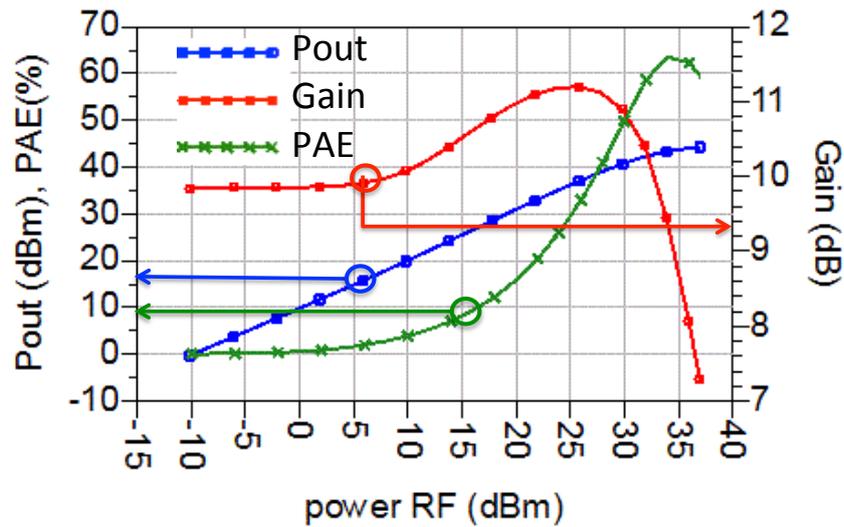


Figure 2-28 : Caractéristiques statiques de l'amplificateur de puissance HBT

L'amplificateur a été caractérisé sur une bande de 400 MHz autour de sa fréquence centrale de 2.1 GHz. Sur la figure 2-29, nous pouvons observer les variations de gain linéaire d'un peu plus de 3 dB sur la bande de fréquence, ce qui est très représentatif de forts effets mémoires HF. Nous avons caractérisé cet amplificateur sur une bande de puissance allant de -20 dBm jusqu'à 37 dBm en puissance d'entrée.

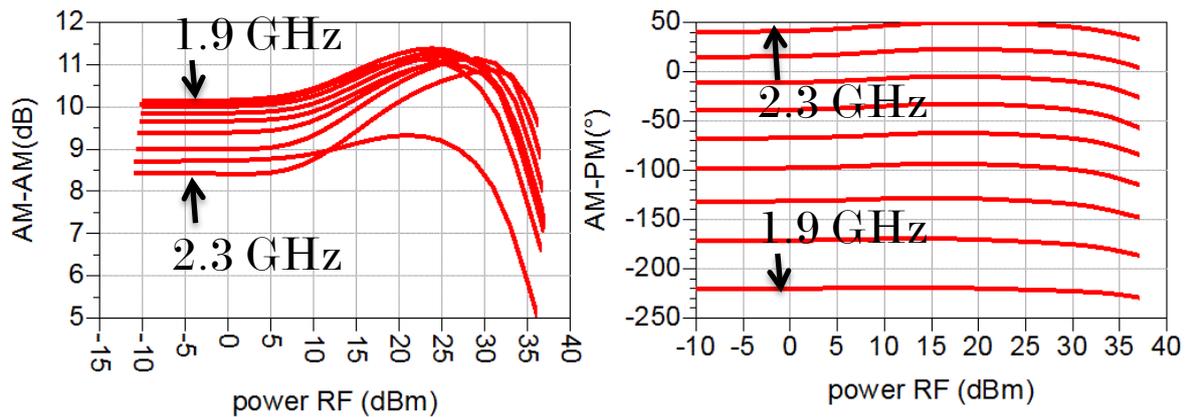


Figure 2-29 : Caractéristiques CW de l'amplificateur en puissance et en déphasage

La même procédure d'extraction que présentée précédemment a été appliquée. Les comparaisons mesures modèles en caractérisation statiques sont donné ci en figure 2-30 :

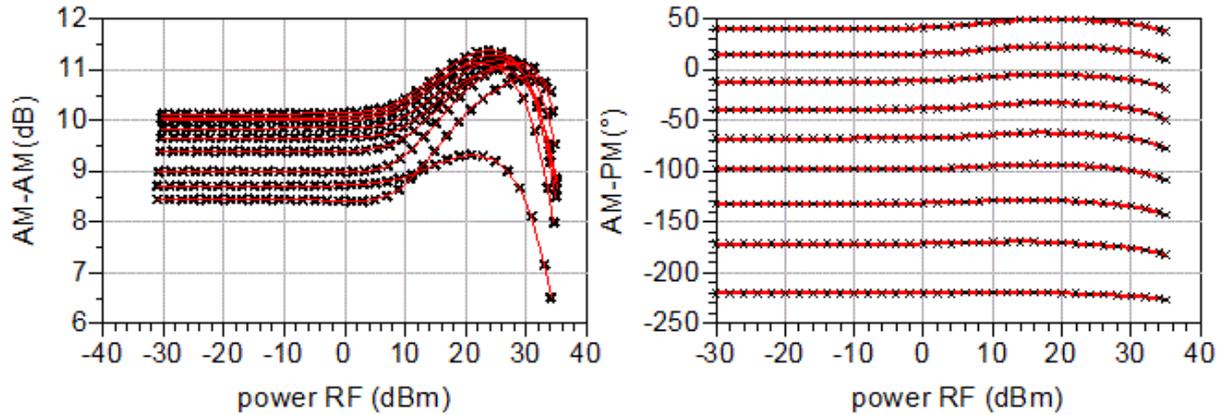


Figure 2-30 : Comparaison simulation /mesure des caractéristiques CW de l'amplificateur en puissance et en déphasage

Pour valider le modèle, nous avons choisi ici d'appliquer un signal de modulation 16 QAM en entrée de l'amplificateur et de comparer sa réponse à celle du PHD modèle statique et celle du MHV modèle extrait à partir de simulation sous le logiciel ADS.

Dans un premier temps, nous avons appliqué une modulation 16 QAM avec un débit de 10 Mbits/sec. Les résultats des comparaisons des constellations prédits par l'amplificateur et par un modèle sans mémoire HF ou un modèle à mémoire HF sont décrits respectivement en figures 2-31 et 2-32 :

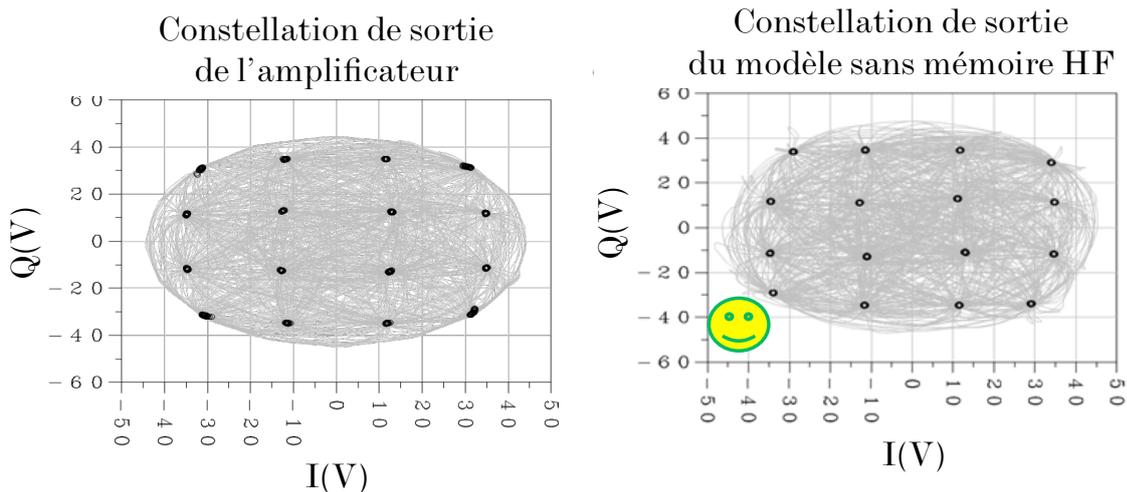


Figure 2-31 : Comparaison entre la constellation réelle de l'amplificateur (à droite) et celle prédit par un modèle sans mémoire HF (à gauche) pour un débit de 10 Mbits/sec

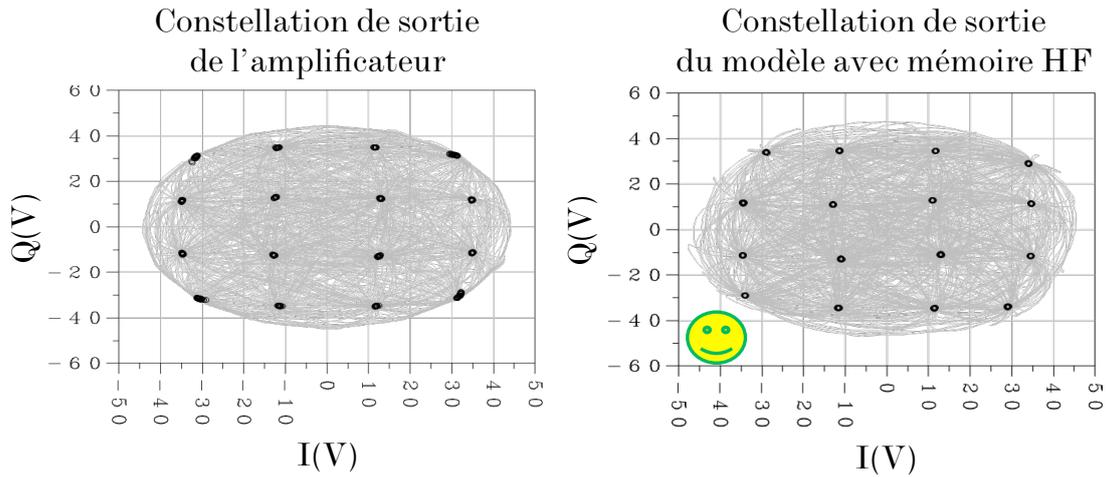


Figure 2-32 : Comparaison entre la constellation réelle de l'amplificateur (à droite) et celle prédit par un modèle avec mémoire HF ( à gauche) pour un débit de 10 Mb/s/sec

Nous pouvons remarquer que pour ce débit, la mémoire HF de l'amplificateur n'est pas excitée. Du coup la réponse d'un modèle avec ou sans mémoire donne une bonne précision de la constellation et de l'EVM de l'amplificateur. Cependant, si on augmente le débit jusqu'à 100Mb/s/sec, Les résultats des comparaisons des constellations prédits par l'amplificateur et par un modèle sans mémoire HF ou un modèle à mémoire HF sont décrits respectivement en figures 2-33 et 2-34 :

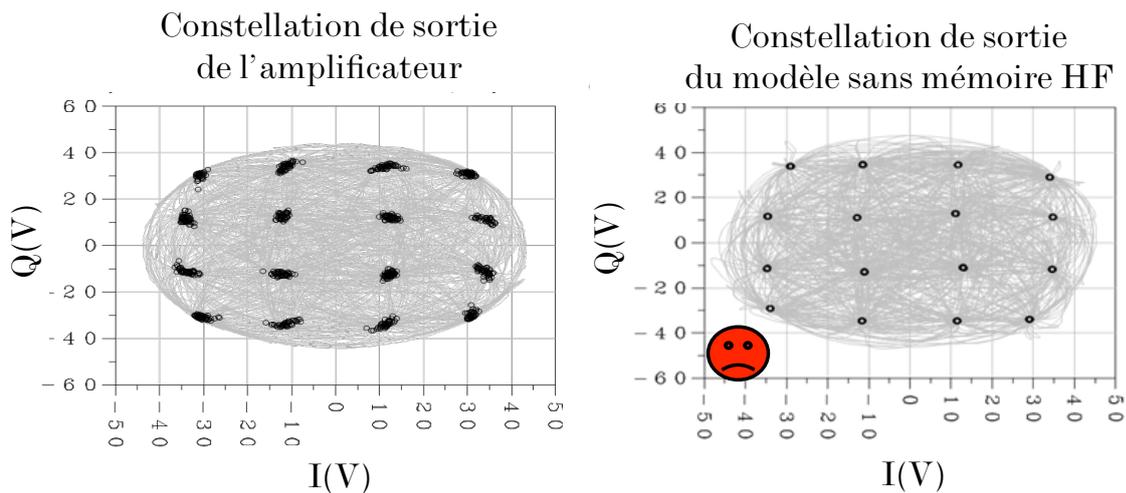


Figure 2-33: Comparaison entre la constellation réelle de l'amplificateur (à droite) et celle prédit par un modèle sans mémoire HF ( à gauche) pour un débit de 100 Mb/s/sec

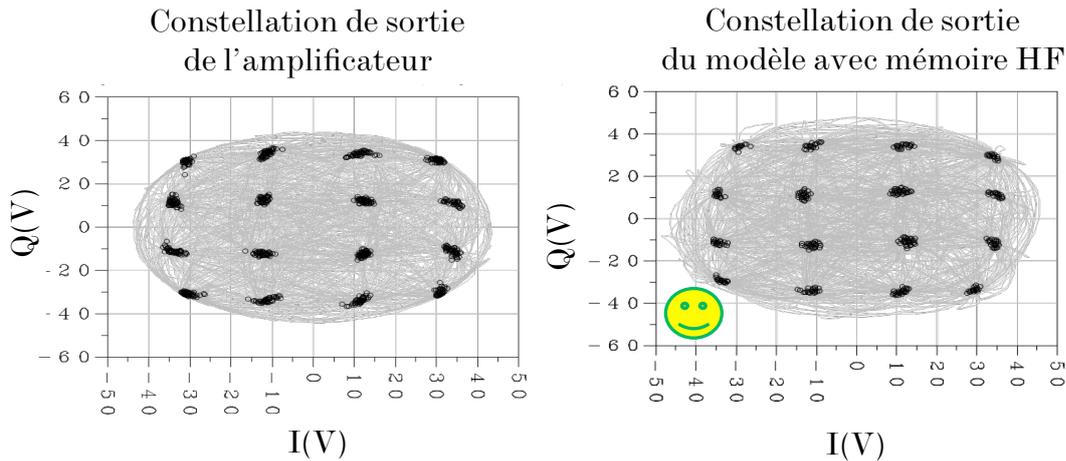


Figure 2-34 : Comparaison entre la constellation réelle de l'amplificateur (à droite) et celle prédit par un modèle avec mémoire HF (à gauche) pour un débit de 100 Mb/s

Nous remarquons maintenant l'effet de la mémoire HF qui est cette fois-ci excitée par la largeur de l'enveloppe du signal. Le modèle sans mémoire HF nous redonne la même constellation que pour un débit inférieur, ce qui est logique de part sa description statique en fréquentiel. En revanche, nous voyons très nettement l'apport de la prise en compte de la mémoire HF dans le nouveau modèle MHV.

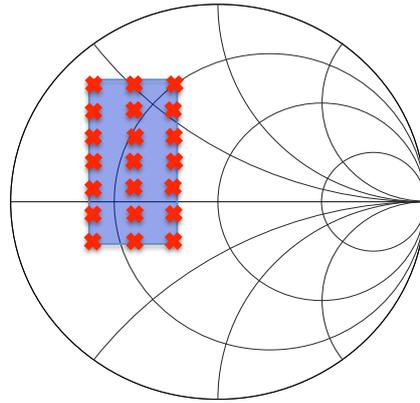
## V.2 Cas de composants très fortement désadapté : transistors

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats du modèle MHV dédiés aux transistors. Le cas de deux transistors de fortes puissances en technologie GaN ont été observés dans le but de faire des conceptions d'amplificateurs de puissance en mode CW et en mode pulsé.

### V.2.1 Transistor HEMT 10W en technologie GaN

Le transistor considéré ici est un transistor de technologie GaN en boîtier, possédant une puissance de sortie d'environ 10W et fonctionnant en bande L-S. Dans le but de réaliser une conception d'amplificateur de puissance large-bande et haut rendement, nous avons choisi de caractériser le transistor autour de la fréquence centrale  $f_{\text{centre}}=2.25$  GHz sur une bande de 400 MHz (35% de bande).

Nous avons choisi un balayage de  $Z_{\text{ref}}$  (représenté en figure 2-35) qui couvre les zones d'optimum en PAE et en puissance de sortie.



Balayage de  $Z_{ref}$  du modèle

Figure 2-35 : Grille de  $Z_{ref}$  (croix rouge) utilisé pour l'extraction du modèle MHV du transistor GaN 10 W

Un point unique de polarisation en classe AB ( $I_{ds} = 200$  mA et  $V_{ds} = 26$ V) a été utilisé pour l'extraction du modèle. Ce choix a été fait par rapport au maximum de PAE que ce transistor peut atteindre. La méthode d'extraction expliquée précédemment dans la partie 2.4 a été appliquée pour chaque  $Z_{ref}$  pour des fréquences comprises entre 1.85 GHz et 2.65 GHz.

Pour valider le modèle plusieurs mesures de validation ont été faites. Dans un premier temps, des mesures de contours de puissance pour une fréquence de 1.85 GHz sont tracées en figure 2-36.

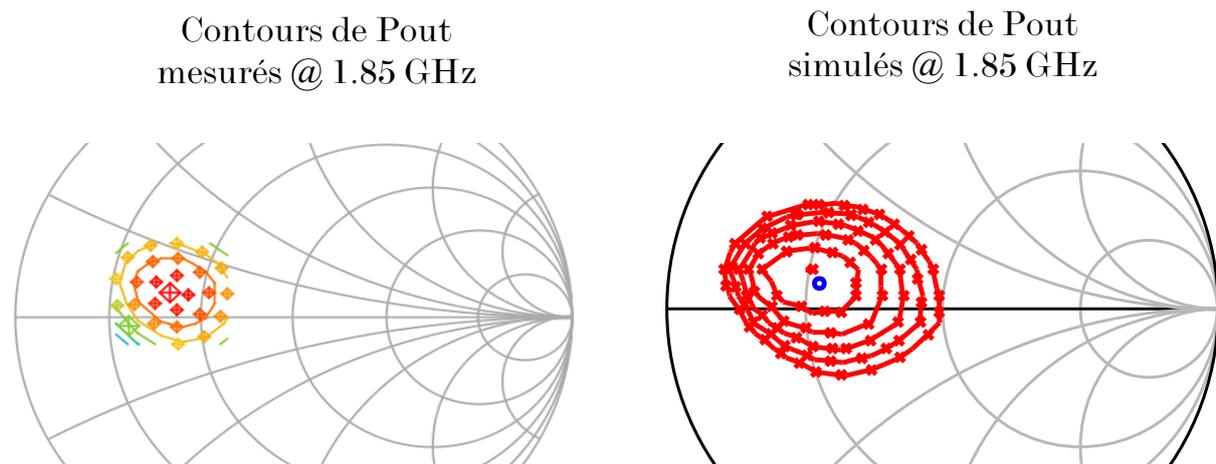


Figure 2-36 : Contours de puissance de sortie mesuré à droite et simulé à gauche pour un gain de compression de 3 dB

Dans un second temps, des mesures de contours de PAE pour une fréquence de 1.85 GHz et sont tracées en figure 2-37:

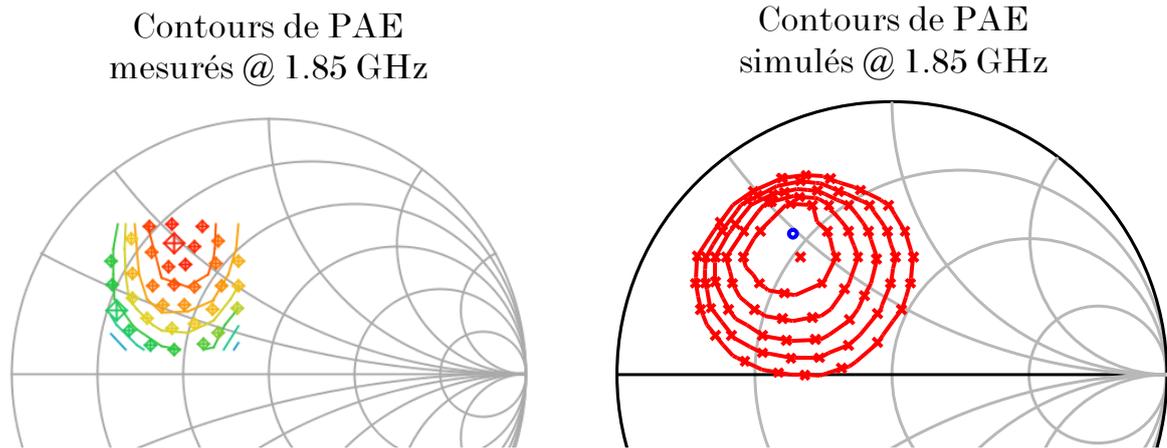


Figure 2-37: Contours de rendement en puissance ajoutée mesuré a droite et simulé a gauche pour un gain de compression de 3 dB

On peut remarquer que les résultats de simulation et de mesure nous donne de bonnes concordances. Pour s'assurer du bon fonctionnement du modèle en fréquence, des mesures complémentaires de balayage de puissance ont été effectués pour l'optimum en PAE pour des fréquences de 1.85 GHz, 2.25 GHz et 2.65 GHz. Les résultats sont tracés en figure 2-38, 2-39 et 2-40.

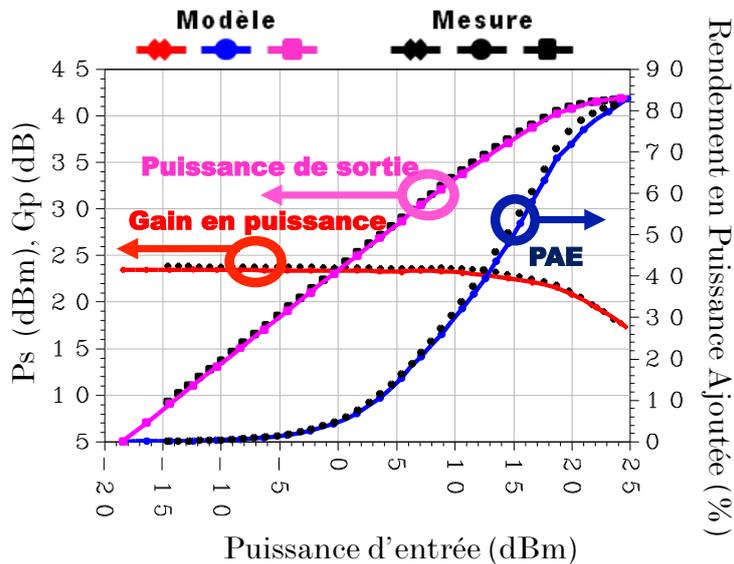


Figure 2-38 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$  pour  $f_0=1.85$  GHz

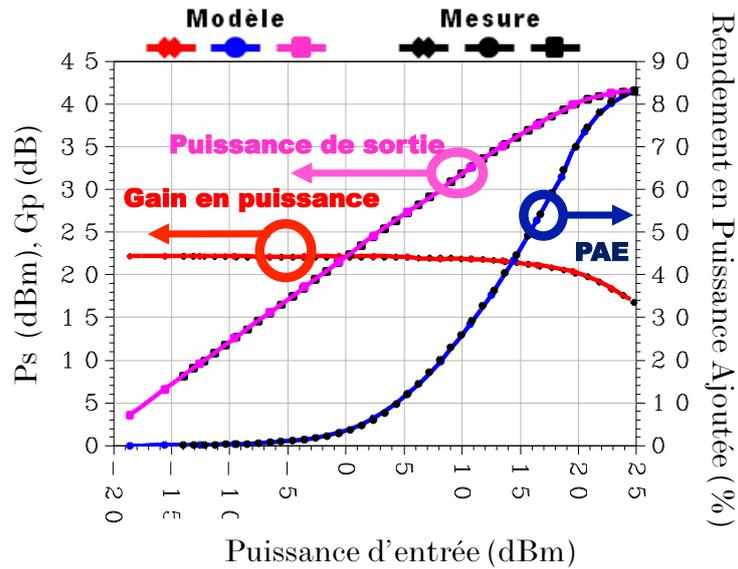


Figure 2-39 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$  pour  $f_0=2.25$  GHz

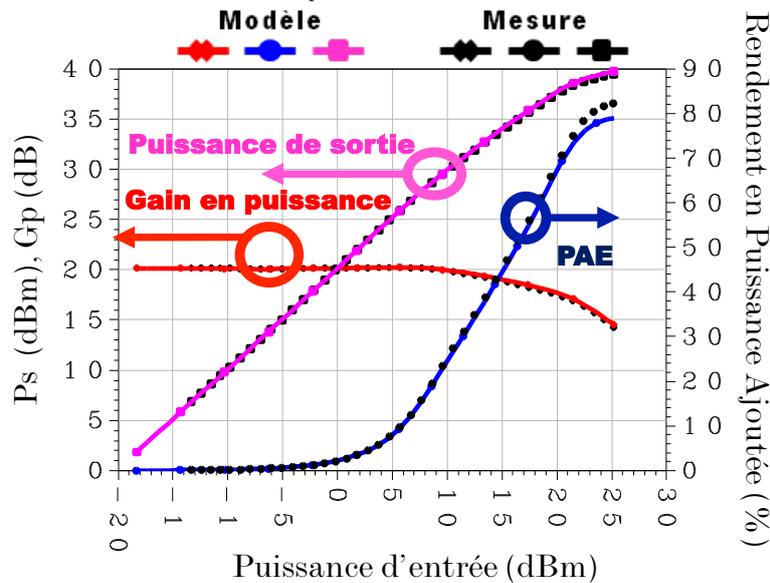


Figure 2-40 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$  pour  $f_0=2.65$  GHz

Les résultats de simulations du modèle MHV sont très concordants avec les mesures de validation en puissance. Il est important de noter que ces mesures ne font pas partie de la base d'apprentissage du modèle. Nous verrons dans le dernier chapitre de cette thèse que nous avons utilisé ce modèle pour concevoir un amplificateur de puissance large bande et haut rendement et valider ce nouveau flot de conception basé sur des modèles comportementaux de transistors en boîtier.

### V.2.2 Transistor HEMT 90W en technologie GaN

Dans ce paragraphe, nous allons développer un exemple d'identification un peu différent que ceux proposés ci avant. En effet, on souhaite caractériser le transistor en mode impulsionnel. Toute la difficulté de l'extraction de ce modèle est le moment de l'identification. Si l'on considère un échelon d'Heavyside en entrée d'un dispositif non linéaire on obtient en sortie une réponse d'abord un régime transitoire puis un régime statique correspondant à l'état CW (figure 2-41).

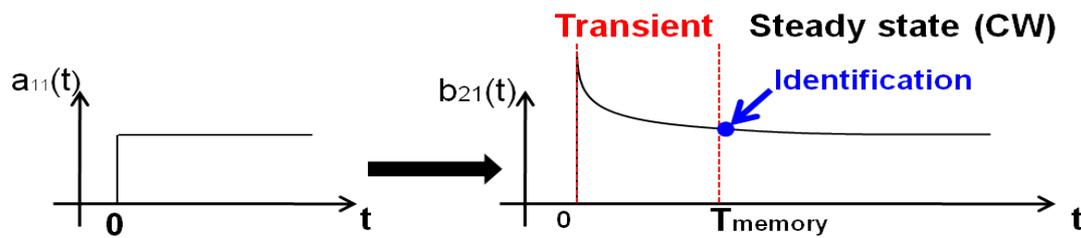


Figure 2-41 : Temps d'identification en mode impulsionnel

Pour notre application, nous devons effectuer l'identification après le régime transitoire mais avant l'état CW. Le but est d'ici de limiter l'influence de la thermique qui est très important sur ce transistor de presque 100W.

La seule chose qui diffère de la méthode décrite précédemment est donc le signal utilisé en entrée qui n'est plus un signal CW mais un signal pulsé. Le rapport cyclique utilisé ici est de 10% pour une impulsion de 10 us de largeur.

Le modèle a été extrait autour d'une fréquence de 2.0 GHz avec une bande de 600 MHz autour de cette fréquence. Des mesures de puissance pour l'optimum en PAE à ces fréquences ont été effectués et comparés à la simulation pour valider le modèle. Ces résultats sont tracés en figures 2-42, 2-43 et 2-44.

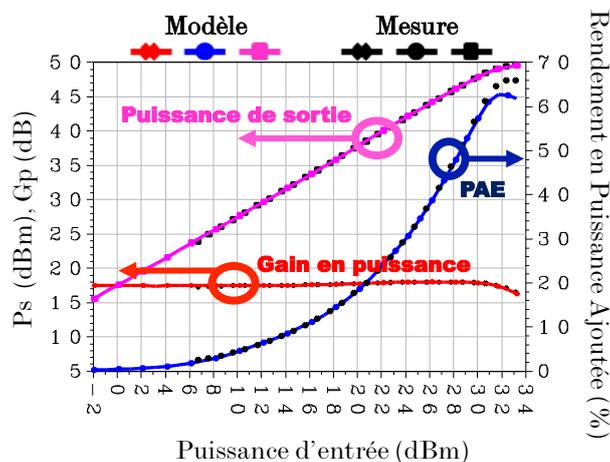


Figure 2-42 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$  pour  $f_0=1.7$  GHz

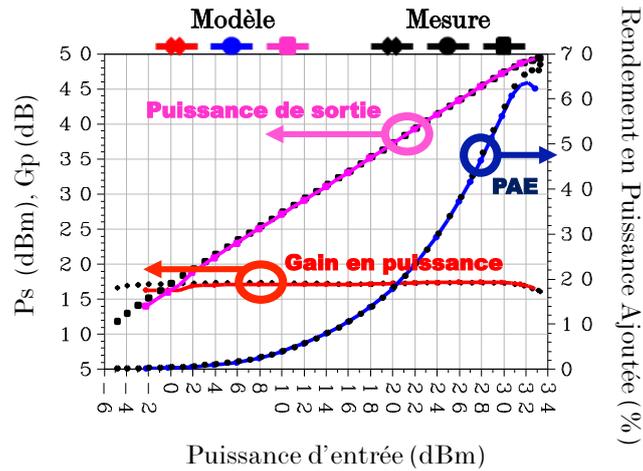


Figure 2-43 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$  pour  $f_0=2$  GHz

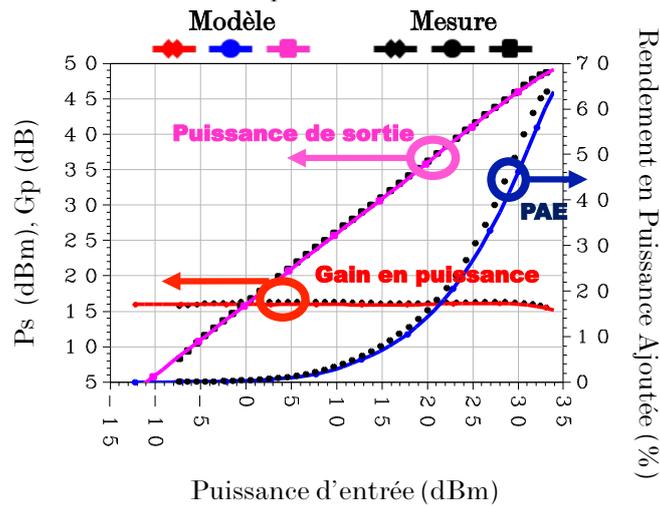


Figure 2-44 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$  pour  $f_0=2.3$  GHz

Les résultats de simulation du modèle concorde avec les mesures de puissance. Cette identification faite en mode impulsionnel nous a permis de mesurer un transistor de puissance de sortie de presque 100W sans le détruire, ni même détériorer le matériel de mesure. Le second avantage de cette méthode est de pouvoir extraire un modèle pour une application pulsé de type radar, en s'affranchissant des problèmes de thermiques dues aux signaux CW. Néanmoins un modèle extrait avant l'obtention d'un vrai régime établit perd ses propriétés de généralité.

## VI Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu dans un premier temps le nouveau modèle proposé : le modèle MHV prenant en compte la mémoire HF. Toute la procédure d'extraction, ainsi que son implémentation numérique dans un logiciel CAO ont été détaillées. Ce modèle a d'abord été appliqué à la modélisation multi-harmonique d'amplificateurs de puissance, et validé grâce à des mesures et/ou simulation de C/I et d'EVM. Par la suite, nous avons vu comment le modèle MHV a été adapté pour prendre en compte les fortes désadaptations pour être appliqués aux transistors. Ce modèle a été validé par deux type d'excitations : en mode CW et en mode impulsif. L'identification du modèle en mode impulsif nous ouvre de belles perspectives quant à l'implémentation de la mémoire BF. En effet il est maintenant possible d'ajouter un noyau BF en mesurant les caractéristiques des transistors en mode « pulse profiling » et donc identifier la thermique de celui-ci. Les principaux résultats des modèles développés dans ce chapitre sont énumérés dans le tableau ci dessous :

	Modèle MHV dédiés aux amplificateurs	Modèle MHV dédiés aux transistor	Modèle MHV modifié dédiés aux transistor
Désadaptation	Faible	Très forte	Très forte
Réponse Harmonique	Oui	Oui	Oui
Mémoire HF	Oui	Seulement sur signal mono-porteuse	Oui
Type de simulation	Transitoire d'enveloppe	HB (mono-porteuse)	HB (multi-porteuse)
Vitesse de Simulation	+	+++	++
Mode de fonctionnement	CW ou pulsé	CW ou pulsé	CW ou pulsé

Tableau 2-2 : Rappel des modèles développés dans le chapitre 2

Ce type de modèle est vraiment utile pour la modélisation de transistor packagés : en effet là où plusieurs mois auraient été nécessaires pour extraire un hypothétique modèle

phénoménologique couplé avec un modèle de boîtier, seulement quelques heures de mesures ont suffi. Le modèle est certes moins flexible, mais si le point de polarisation et l'application visée sont définis avant l'extraction du modèle, cette nouvelle méthode de modélisation est très efficace. On peut noter aussi que les phénomènes de pièges inclus dans les transistor HEMT sont bien pris en compte dans le modèle, si lors des mesures les effets sont visibles.

Dans le troisième chapitre de cette thèse, nous mettrons en valeur cet intérêt par la conception d'un amplificateur large bande (35% de bande autour de  $f_0$ ) et haut rendement (>60% de PAE) à partir du modèle MHV extrait pour un transistor HEMT GaN.



## Chapitre 3

Nouvelle méthodologie de conception  
d'amplificateurs de puissance large bande  
( $>25\%$  de bande relative) et haut  
rendement ( $>60\%$ ) à partir d'un modèle  
comportemental de transistor en boîtier



# I Introduction

Le but de ce chapitre est de mettre en avant les avantages et les voies d'amélioration d'un modèle comportemental de transistor en boîtier dans la phase de conception d'amplificateurs hybrides.

En effet lors d'une conception d'amplificateur hybride, l'étape la plus délicate et la plus longue est d'extraire un modèle CAO suffisamment fiable pour être la base d'une conception. Nous avons vu comment pallier à ce problème en utilisant des modèles comportementaux MHV de transistor en boîtier. Pour valider ces modèles, une phase de conception a été entreprise, afin de comparer les simulations avec le modèle MHV et les résultats obtenus après réalisation.

Pour cela, nous avons utilisé les modèles de transistors extraits dans le chapitre 1 afin de réaliser un amplificateur large bande et haut rendement. Nous avons décidé d'un cahier des charges qui est de plus en plus demandé par le marché des télécommunications, à savoir une bande de fonctionnement supérieure à 20% et un rendement maximum.

Dans une première partie, nous rappellerons les différentes classes de fonctionnement des transistors afin de choisir la classe la plus appropriée pour augmenter le rendement en gardant une puissance de sortie raisonnable.

Ensuite, nous présenterons l'analyse des impédances de source et de charge optimales du transistor GaN choisi pour cette conception, ainsi que les circuits d'adaptation d'impédance utilisés. Une étude de stabilité sera également présentée, ainsi que les limitations apportées par les modèles comportementaux pour cette analyse.

Dans une dernière partie, nous comparerons les résultats expérimentaux aux simulations.

## II Rappel des classes de fonctionnement à haut rendement et des techniques de conception associées

Pour une conception d'amplificateur de puissance RF, plusieurs classes de fonctionnement sont possibles : les classes dites « sinusoïdales », les classes dites en « commutation », et une dernière classe dite « contrôle de fréquences harmoniques ».

Nous allons détailler toutes ces classes ici, et montrer quelle classe est la plus adaptée pour concevoir un amplificateur large bande et haut rendement.

### II.1 Bilan de puissance, définition de rendement

Dans le fonctionnement d'un amplificateur de puissance, si on fait le bilan énergétique de celui-ci, on obtient  $P_{\text{entrée}} + P_{\text{dc}} = P_{\text{sortie}} + P_{\text{dissipée}}$  (figure 3-1).

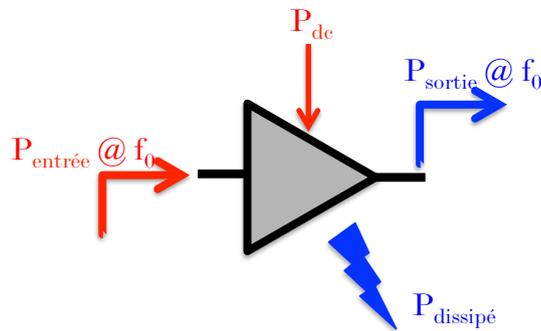


Figure 3-1 : Bilan de puissance d'un amplificateur

On définit le rendement en puissance ajoutée (PAE en anglais) comme étant :

$$PAE = \frac{P_{\text{sortie}} - P_{\text{entrée}}}{P_{\text{dc}}}$$

$$\text{avec } P_{\text{sortie}} = \frac{1}{2} \text{Re}(V_{ds}(t) \times I_{ds}(t)^*)$$

$$P_{\text{entrée}} = \frac{1}{2} \text{Re}(V_{gs}(t) \times I_{gs}(t)^*)$$

$$P_{\text{dc}} = |V_{gs0} \times I_{gs0}| + |V_{ds0} \times I_{ds0}| \quad \langle 3.1 \rangle$$

Pour augmenter le rendement en puissance ajoutée, on doit donc diminuer la puissance consommée au DC. Le courant de grille d'un transistor HEMT étant négligeable, la puissance consommée  $P_{\text{dc}}$  est principalement définie par :

$$P_{\text{dc}} = V_{ds0} \times I_{ds0} \quad \langle 3.2 \rangle$$

On doit jouer sur le niveau de courant moyen  $I_{ds_0}$  du transistor pour augmenter le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur. Pour cela, considérons les formes temporelles de tension et courant dans la figure 3-2. Si on contrôle le niveau de la composante continue  $I_{ds_0}$ , l'angle d'ouverture  $\theta$ , qui correspond au rapport du temps de conduction sur une période entière du signal (défini en violet sur la figure 3-2), diminuera ainsi que la puissance consommée au DC.

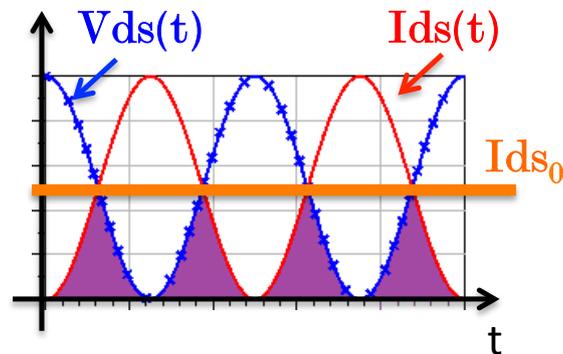


Figure 3-2 : Exemple de forme temporelles de tension et de courant

Nous allons voir par la suite les différentes manières de diminuer la surface de recouvrement qui est directement liée à la consommation DC de l'amplificateur.

## II.2 Classes sinusoïdales

Les classes de fonctionnement A, AB et C sont définies par des tensions et courants d'entrée et de sortie sinusoïdaux. L'angle d'ouverture varie de  $360^\circ$  (le transistor conduit toute la période) en classe A jusqu'à  $0^\circ$  en classe C (plus de signal) en passant par  $180^\circ$  (le transistor conduit sur une demi-période) en classe B.

Dans le tableau 3-1, les principaux résultats en rendement et les formes des tensions et courant RF sont définis pour les classes sinusoïdales [69].

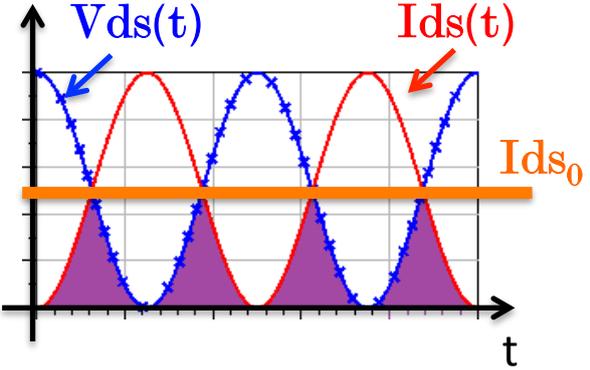
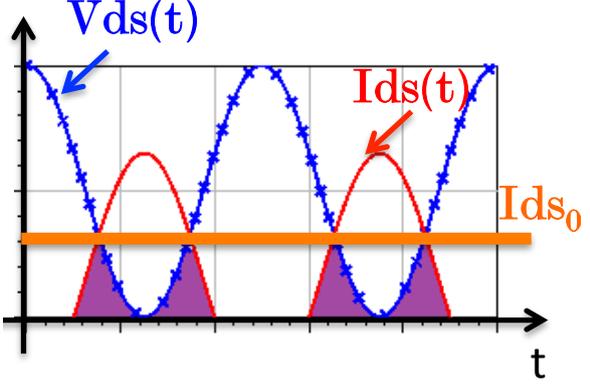
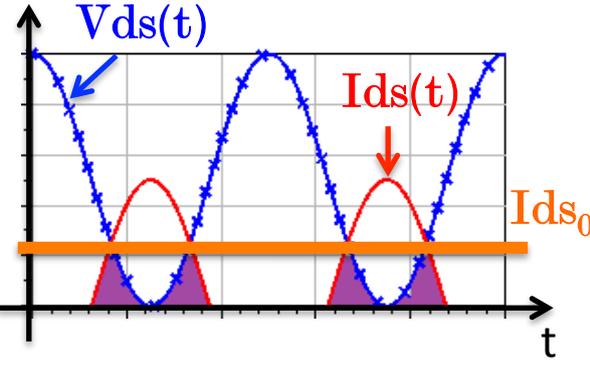
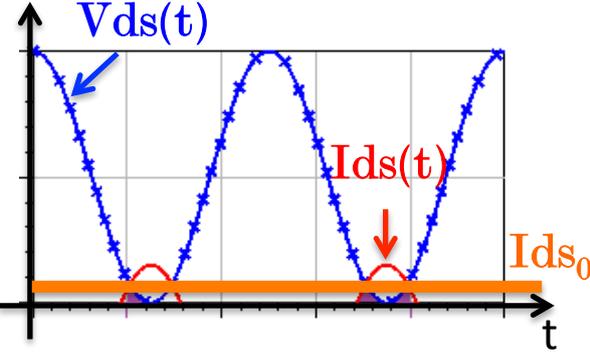
Classe	Forme IV et rendement maximum	Rendement maximum et angle d'ouverture
A		$\theta = 2\pi$ $\eta_{\max} = 50\%$
AB		$\pi < \theta < 2\pi$ $50\% \leq \eta_{\max} < 78.5\%$
B		$\theta = \pi$ $\eta_{\max} = 78.5\%$
C		$0 < \theta < \pi$ $78.5\% \leq \eta_{\max}$

Tableau 3-1 : Principales caractéristiques des classes de fonctionnement A, AB B et C

Etant donné que le transistor utilisé à forte puissance crée des réponses aux fréquences harmoniques en sortie, il est nécessaire de concevoir un circuit d'adaptation qui adapte, dans le plan de la source de courant, le conjugué de l'impédance de charge du transistor à la fréquence fondamentale, tout en court-circuitant les fréquences harmoniques. Un schéma de principe est donné en figure 3-3.

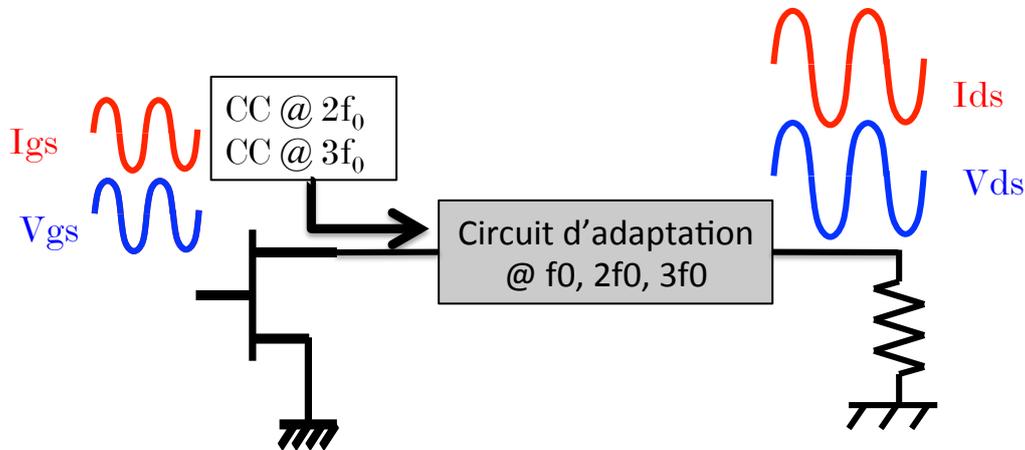


Figure 3-3 : Schéma de principe d'un amplificateur de puissance en classe sinusoïdale

On a vu dans le tableau 3-1, que pour augmenter le rendement, on doit limiter le temps de recouvrement des formes temporelles de la tension et du courant. On verra dans le prochain paragraphe comment cela est possible en contrôlant les impédances de charges présentées aux fréquences harmoniques.

## II.3 Classes de contrôle de fréquences harmoniques

Les classes de contrôle harmoniques que nous verrons ici sont les classes F,  $F^{-1}$  et J [69] [70] [71].

### II.3.1 Classe F et F-1

La classe F permet d'atteindre de très hauts niveaux de rendement en utilisant un signal sinusoïdal en entrée, et en formant un signal quasi-carré en tension de sortie en présentant les impédances de charge correctes aux bornes de la source de courant du transistor. D'un point de vue théorique, un amplificateur fonctionnant en classe F génère un courant de forme demi-sinus (polarisation AB à B) et une tension quasi-carrée [1] [2] [3] pour atteindre un rendement théorique de 100% si tous les harmoniques étaient contrôlés. En réalité, ce chiffre n'est jamais atteint puisqu'il n'est pas raisonnable de penser que l'on puisse contrôler les fréquences harmoniques à l'infini. En général, un contrôle harmonique jusqu'à  $3f_0$  est le maximum utilisé et suffisant pour

atteindre des rendement jusqu'à 90%. Les formes de tensions et courant pour une classe F contrôlant trois harmoniques sont tracés en figure 3-4.

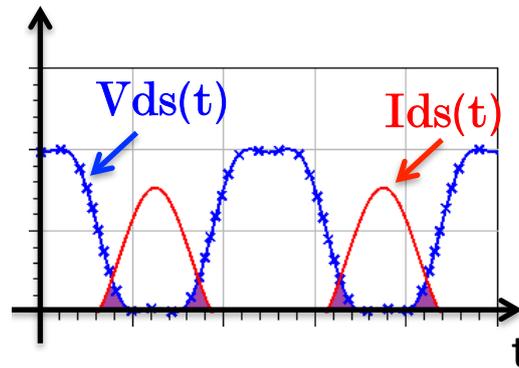


Figure 3-4 : Formes temporelles des tensions et courant dans le plan de la source de courant du transistor pour un contrôle de trois fréquences harmoniques ( $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$ ) en classe F

On voit ici que pour des forts courants, la tension est maintenue à zéro, pour diminuer les zones de recouvrement et donc la consommation.

Pour obtenir un tel fonctionnement, le circuit d'adaptation en sortie doit contrôler les impédances de charges présentées aux fréquences fondamentales mais aussi aux harmoniques. En RF, il est raisonnable de penser que l'on peut contrôler indépendamment les impédances de charges de trois fréquences harmoniques. Le circuit d'adaptation de charge présente l'optimum en rendement en puissance ajoutée, un court-circuit à la fréquence harmonique  $2f_0$  et un circuit ouvert à la fréquence harmonique  $3f_0$  comme sur la figure 3-5.

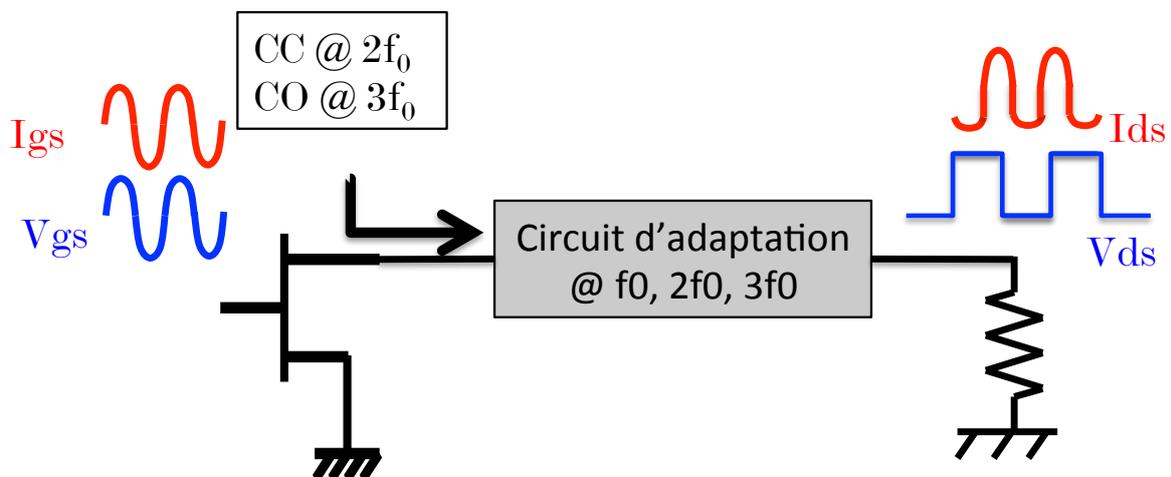


Figure 3-5 : Topologie du circuit d'adaptation d'impédance de charge d'une classe F

Pour synthétiser le circuit d'adaptation, des éléments résonnants sont utilisés de type ligne  $\lambda/4$ . L'avantage de ce type d'adaptation est le peu de pertes présentées par le circuit d'adaptation. En revanche un gros inconvénient vient du fait que les éléments sont résonnants, de telle sorte que l'adaptation fonctionne sur une très faible bande de

fonctionnement. Si l'on considère uniquement le rendement de drain défini par la formule suivante :

$$\eta_d = \frac{P_s}{P_{dc}} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{ds1} I_{ds1}}{V_{ds0} I_{ds0}} \quad \langle 3.3 \rangle$$

Dans les limites  $I_{ds_{max}}$  et  $V_{ds_{max}}$  imposées par le réseau I-V, le rapport ( $I_{ds1}/I_{ds0}$ ) est maximisé pour une polarisation en classe AB, tandis que le rapport ( $V_{ds1}/V_{ds0}$ ) est maximisé par la formation d'une forme quasi-carrée.

La classe  $F^{-1}$  est la classe duale de la classe F avec une tension demi-sinusoïdale et un courant quasi-carré (figure 3-6).

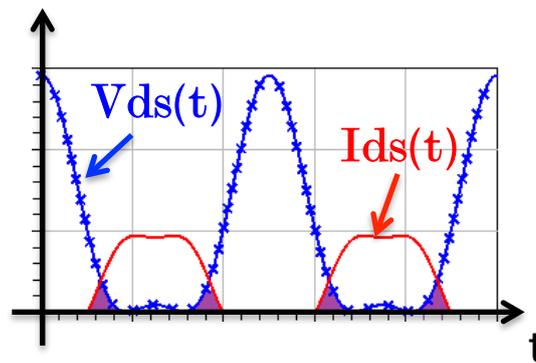


Figure 3-6 : Formes temporelles des tensions et courant dans le plan de la source de courant du transistor pour un contrôle de trois fréquences harmoniques ( $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$ ) en classe  $F^{-1}$

Au contraire de la classe F, on voit ici que pour des fortes tensions, le courant est maintenu à zéro, pour diminuer les zones de recouvrement et donc la consommation.

Le circuit d'adaptation doit toujours présenter l'optimum à la fréquence fondamentale, ainsi qu'un circuit ouvert à  $2f_0$  et un court circuit à  $3f_0$ . La topologie est décrite dans la figure 3-7.

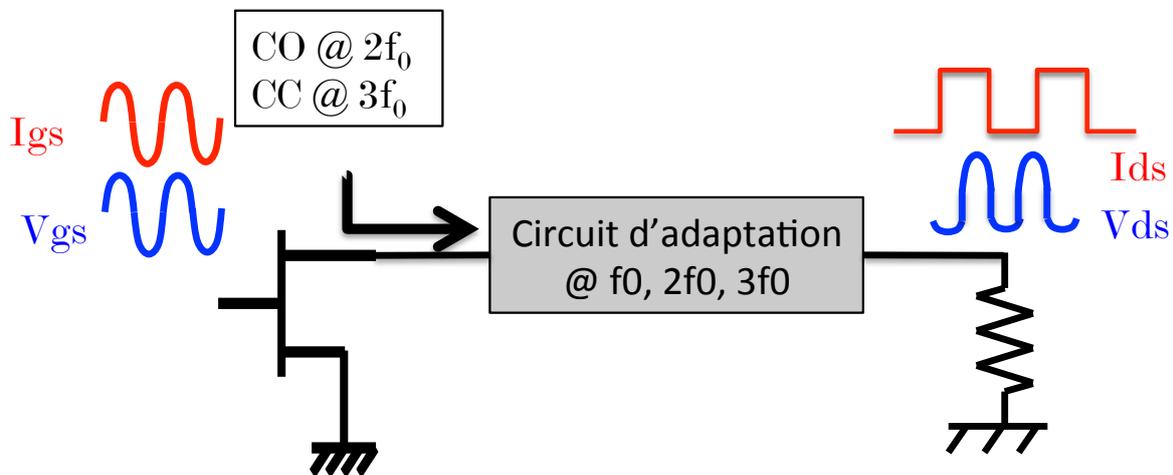


Figure 3-7 : Topologie du circuit d'adaptation d'impédance de charge d'une classe  $F^{-1}$

De la même façon que pour la classe F, l'avantage de cette méthode est que les circuits d'adaptation présentent très peu de pertes. Cependant, en plus d'être une méthode très faible bande, un autre problème se pose avec la classe  $F^{-1}$  : en formant un demi-sinus en tension, on risque de détériorer le transistor en faisant une excursion trop forte en tension et aller dans la zone de claquage comme on le voit dans la figure 3-6.

### II.3.2 Classe J

La classe J possède un fonctionnement vraiment différent des classes F et  $F^{-1}$ . Elle utilise une polarisation en classe AB, et par adaptation par une forte valeur de capacité, permet de confiner les impédances présentées aux fréquences harmoniques dans une zone optimum sur une large bande de fréquence. Cette caractéristique est réalisée par un filtre LC qui va permettre de présenter les impédances voulues aux fréquences harmoniques.

De par sa définition de filtre, l'adaptation est plus large bande que pour les classes F et  $F^{-1}$ . En effet d'un point de vue synthèse d'impédance, on remarque que l'on peut confiner les impédances de charges vues par les fréquences harmoniques dans une zone de l'abaque de Smith sur une large bande de fréquence suivant si  $L \gg C$  ou  $C \gg L$ . Un exemple est donné sur la figure 3-8 :

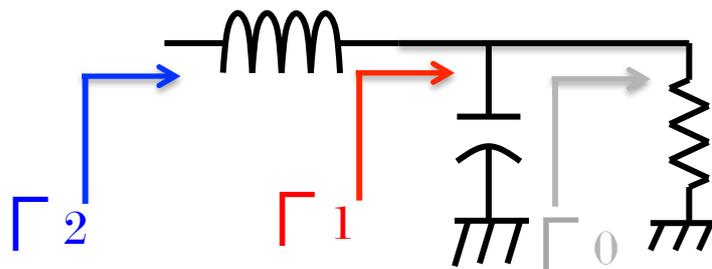


Figure 3-8 : Topologie d'un circuit LC pour l'adaptation en classe J

Dans la figure 3-9, une simulation des impédances de charge ramenées dans les plans 0, 1 et 2 est tracée pour une fréquence  $f_0 = 2$  GHz, pour différentes valeurs de L et C.

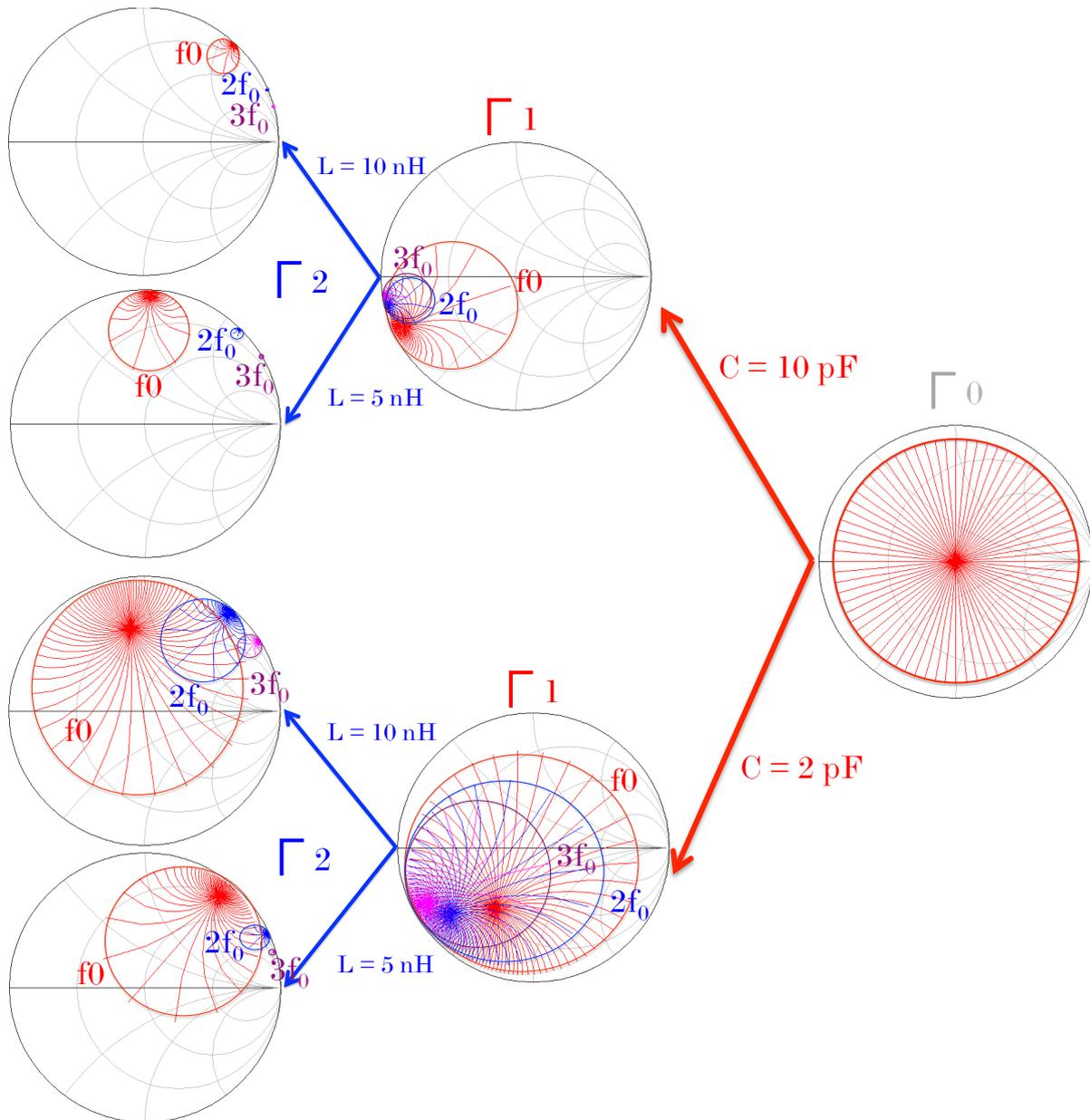


Figure 3-9 : Impédances de charge ramenées dans les différents plans du transistor

Cette méthode nous permet donc d'obtenir des impédances variant moins vite sur l'abaque de Smith qu'une classe F et  $F^{-1}$  en fonction de la fréquence, cependant pour ne pas détériorer l'adaptation de  $f_0$ , la valeur de C ne doit pas être trop grande. Le deuxième avantage est la sensibilité d'adaptation. En effet, on observe que sur un cercle de  $\Gamma = 0.9$  en sortie, pour un cas optimum, l'impédance ramenée dans le plan du transistor ne présente pas une forte valeur de désadaptation. Ceci peut ainsi servir à conserver des bonnes performances sur de forts TOS de sortie et à protéger le transistor.

Les formes temporelles des courants et tensions d'un transistor en classe J sont tracées dans la figure 3-10.

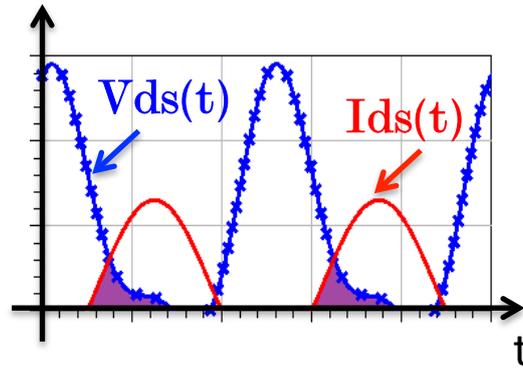


Figure 3-10 : Formes temporelles des tensions et courants dans le plan de la source de courant du transistor pour un contrôle de deux fréquences harmoniques ( $f_0$ , et  $2f_0$ ) en classe J

## II.4 Classes en commutation

La classe présentée ici est la classe E. Elle a été introduite en 1975 par Nathan O. Sokal et Alan D. Sokal. Le fonctionnement de cette classe est dit à commutation, les performances sont donc vues en temps de commutation et non plus en contrôle de fréquence harmonique comme dans le 3.2.2. Cette classe a été initialement développée pour un fonctionnement basse fréquence. Le transistor est utilisé comme un interrupteur. Il est ouvert et fermé suivant un rapport cyclique de 50% en général à la fréquence de travail.

Les circuits d'adaptation sont conçus à partir d'un circuit résonant série, qui permet d'avoir une tension nulle lors de l'actionnement du commutateur, et de retarder un peu le courant pour limiter la consommation de puissance

Les circuits d'adaptation conçus pour les fréquences RF sont optimisés afin d'obtenir des fronts de montée pour le courant et la tension les plus raides possibles. On comprend donc que tous les éléments parasites du transistor ( $R_{dson}$ , ...) et des composants servant aux circuits d'adaptations limitent le temps de montée et donc sur le rendement de l'amplificateur.

Un exemple de formes temporelles des tensions et courants aux bornes de la source de courant est donné en figure 3-11.

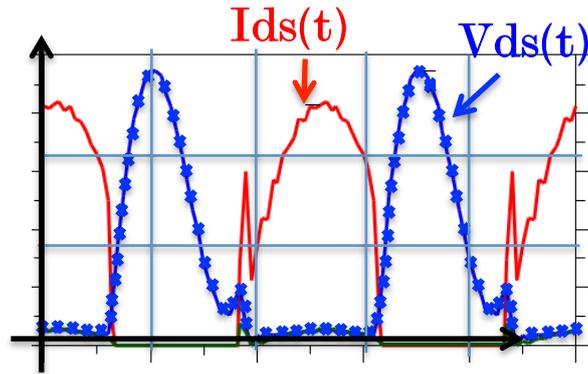


Figure 3-11 : Formes temporelles des tensions et courant dans le plan de la source de courant du transistor en classe E

## II.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons fait un bref rappel sur les classes de fonctionnement dédiées à maximiser le rendement d'un amplificateur en haute fréquence.

La classe la plus intéressante pour notre application est la classe J puisqu'elle est applicable au cas de transistor en boîtier. En effet, si l'on connaît les impédances optimums dans les plans du boîtier, il est possible d'appliquer la méthodologie de la classe J au contraire des classes F et F<sup>-1</sup>. Nous verrons dans la suite que c'est ce type de contrôle d'impédances de charge aux harmoniques qui a été utilisé pour la conception de l'amplificateur large bande et haut rendement.

### III Analyse du transistor HEMT GaN choisi

Le but du chapitre 3 est de démontrer l'apport d'un modèle comportemental de transistor en boîtier pour la conception d'un amplificateur large-bande et haut rendement. Le modèle comportemental dont la méthode d'extraction a été détaillé dans le chapitre 2, est un modèle de transistor en boîtier HEMT GaN de puissance de sortie de 10 W.

Dans cette partie, nous allons décrire les caractéristiques de ce transistor, autour du point de polarisation choisi, à l'aide du modèle extrait dans le chapitre 2.

#### III.1 Cahier des charges et choix du point de polarisation

L'amplificateur une fois conçu devra présenter au moins 60% de rendement de drain sur 20% de bande relative autour d'une fréquence  $f_0$  de 2.2 GHz pour une puissance de sortie d'environ 10 W. Le transistor choisi est un transistor HEMT GaN de puissance de sortie de 10 W.

Le choix du point de polarisation est une classe AB profonde, qui nous permettra de faire du contrôle de fréquences harmoniques dans le plan du boîtier pour maximiser le rendement de drain tout en gardant une puissance de sortie suffisante. Le courant de drain de repos est  $I_{ds0} = 200$  mA et la tension de drain de repos est  $V_{ds0} = 26$  V.

#### III.2 Paramètres S

Les paramètres S mesurés du transistor seul sont tracés en figure 3-12 et 3-13 dans la bande de fréquence 1.85-2.65 GHz.

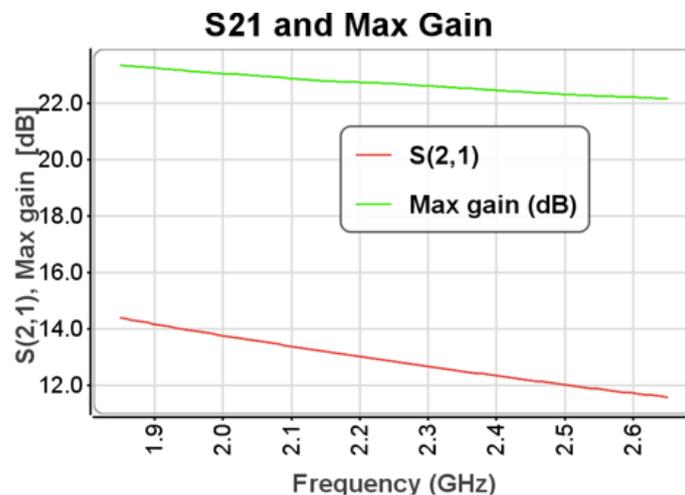


Figure 3-12 : Paramètres  $S_{21}$  et Gain maximum stable du transistor sur la bande de fréquence d'intérêt

Il est intéressant de noter que le Gain maximum stable sur toute la bande de fréquence est supérieur à 22 dB, ce qui va nous permettre d'avoir un gain important et donc un rendement en puissance ajoutée quasiment égal au rendement de drain. En effet ces deux rendements sont reliés par le gain par la formule suivante :

$$PAE = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \text{ or } \eta_d = \frac{P_s}{P_{dc}} \text{ et } P_e = \frac{P_s}{Gain}$$

$$d'où PAE = \eta_d \left( 1 - \frac{1}{Gain} \right) \quad \langle 3.4 \rangle$$

Donc, plus le gain en puissance exprimé en linéaire est élevé, plus la PAE se rapproche de la valeur du rendement de drain.

Les paramètres S11 et S22 sont un peu moins intéressants à regarder pour notre application, puisque l'on veut adapter le transistor à fort niveau. Cependant, il nous donne une idée de la dispersion des impédances de source et de charge sur la bande de fréquence utile.

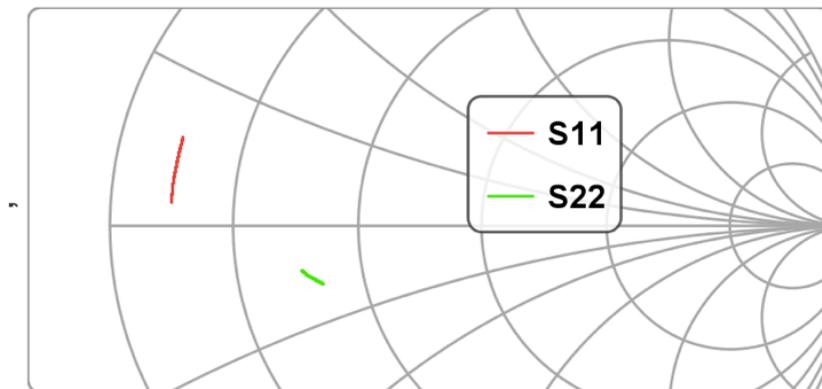


Figure 3-13: Paramètres S<sub>11</sub> et S<sub>22</sub> du transistor sur la bande de fréquence d'intérêt

### III.3 Analyse « Load-pull » des impédances optiums de charges

Les analyses Load-Pull des impédances de charge à présenter à f<sub>0</sub>, 2f<sub>0</sub> et 3f<sub>0</sub> ont été faites pour la fréquence centrale f<sub>0</sub>=2.2 GHz et pour les deux extrema de la bande à savoir f<sub>0</sub> = 1.85 GHz et f<sub>0</sub> = 2.65 GHz. On considère évidemment que ces trois points nous suffiront pour atteindre les objectifs sur la bande de fonctionnement.

La procédure des analyses est la suivante :

- ☛ On effectue un balayage en puissance en présentant en sortie le conjugué du S<sub>22</sub> qui est en réalité l'optimum bas niveau en puissance.

- 🍏 Ensuite, à une certaine puissance d'entrée qui correspond à 2 voire 3 dB de compression en gain, nous balayons les impédances de charge afin de trouver l'optimum fort niveau en PAE pour notre application.
- 🍏 Une fois cet optimum trouvé, on balaye la puissance sur cette impédance de charge et on redétermine la puissance d'entrée suivante pour compresser de 3 dB. Puis tout en contrôlant l'impédance de charge au fondamental sur son optimum, on balaye l'impédance de charge à  $2f_0$  pour trouver son optimum en PAE. On fait de même pour  $3f_0$ , tout en contrôlant  $f_0$  et  $2f_0$  sur leurs impédances de charge optimums
- 🍏 Pour finir, en gardant  $2f_0$  et  $3f_0$  contrôlées sur leurs impédances de charge optimales, on rebalaie en impédance de charge de  $f_0$  pour retrouver l'optimum en PAE qui en général change avec le contrôle des fréquences harmoniques.

Pour le cas du transistor GaN 10W, le contrôle de la fréquence harmonique  $3f_0$  n'apporte rien de significatif au niveau du rendement (seulement 3 points) à cause de la résonance du boîtier. Du coup, le circuit d'adaptation deviendrait plus compliqué pour contrôler  $3f_0$  et on risquerait de perdre plus de rendement en contrôlant  $3f_0$  qu'en ne le contrôlant pas précisément. On a donc choisi de simplement adapter les fréquences fondamentales  $f_0$  et harmoniques  $2f_0$ .

Les résultats en simulation et en mesure du transistor pour son optimum en PAE à  $f_0$  et  $2f_0$  pour  $f_0 = 1.85$  GHz, 2.25 GHz et 2.65 GHz sont tracés respectivement en figure 3-14, 3-15 et 3-16 :

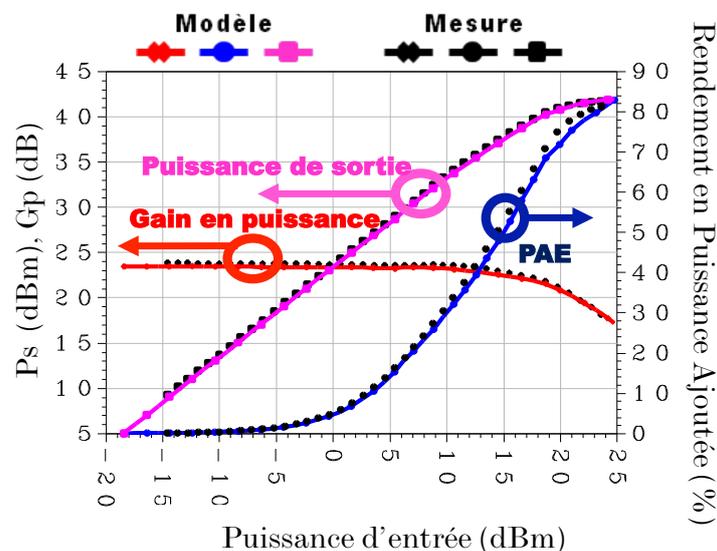


Figure 3-14 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0 = 50 \Omega$  pour  $f_0 = 1.85$  GHz

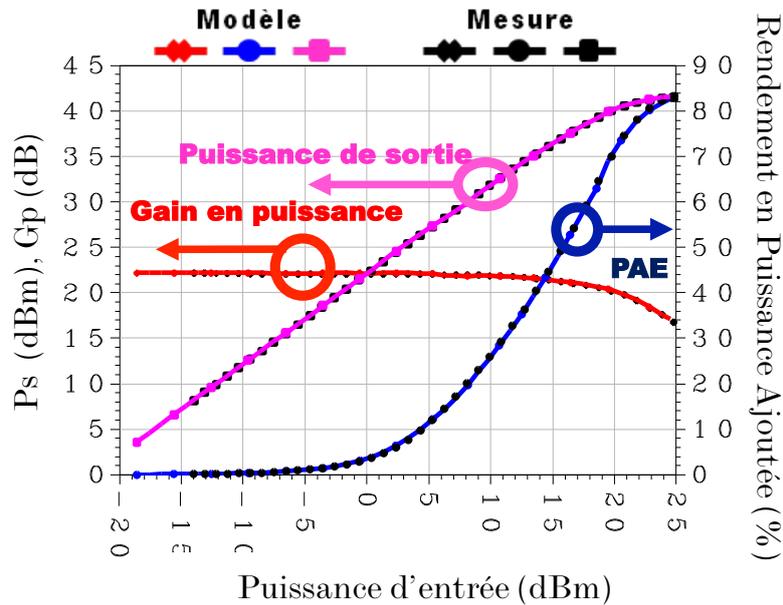


Figure 3-15 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0 = 50 \Omega$  pour  $f_0=2.25$  GHz

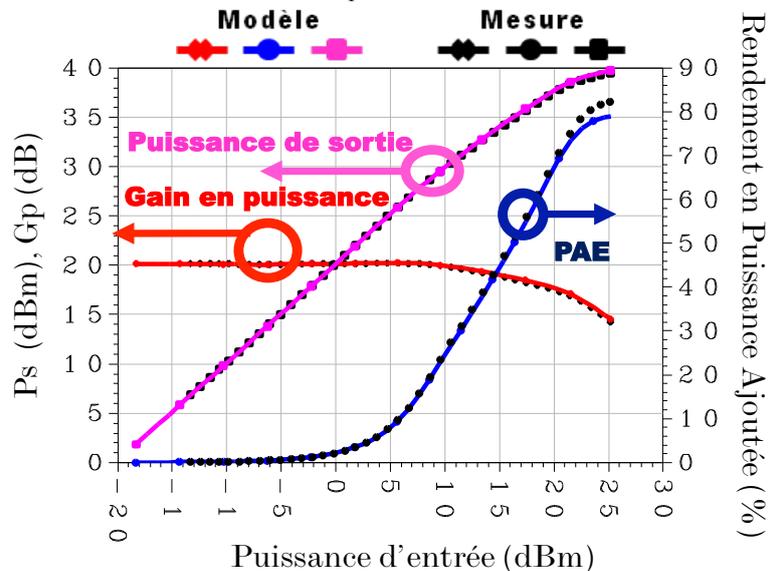


Figure 3-16 : Comparaison simulation/mesure pour une impédance de charge optimum en PAE à  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0 = 50 \Omega$  pour  $f_0=2.65$  GHz

On voit donc que le rendement de ce transistor seul est très bon (aux alentours de 80%). L'objectif de 60% minimum sur la bande de fonctionnement est donc raisonnable et en cohérence avec le transistor à notre disposition.

En récapitulatif, pour les fréquences fondamentales  $f_0 = 1.85$  GHz,  $2.25$  GHz et  $2.65$  GHz, les impédances optimales à  $f_0$  sont tracées dans la figure 3-17 :

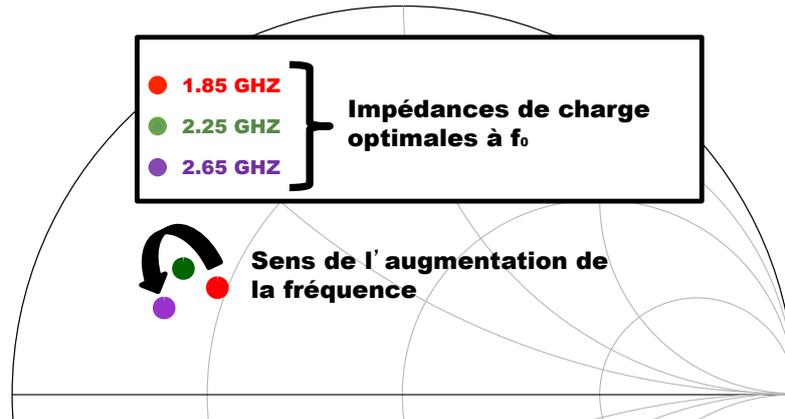


Figure 3-17 : Impédances de charges optimales à  $f_0 = 1.85, 2.25$  et  $2.65$  GHz

Pour ces mêmes fréquences, les impédances optimales à  $2f_0$  sont tracées dans la figure 3-18:

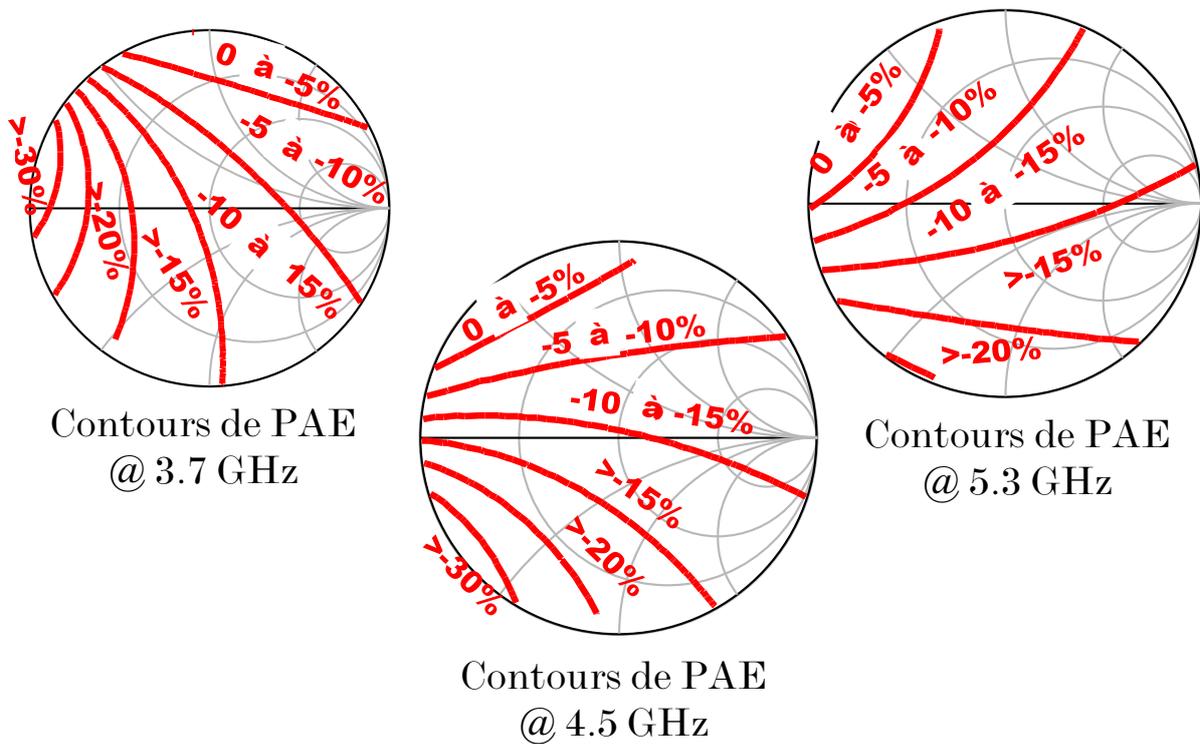


Figure 3-18 : Contours de PAE pour les impédances de charge à  $2f_0 = 3.7, 4.5$  et  $5.3$  GHz

Les contours sont définis par rapport au maximum de PAE obtenu avec l'impédance de charge optimale présentée à  $f_0$  et  $2f_0$ .

On peut noter que les impédances de charges optimales à  $f_0$  et  $2f_0$  tournent dans le sens trigonométrique sur l'abaque de Smith en fonction de la fréquence. Nous verrons par la suite que ce constat est très important pour la conception des circuits d'adaptation.

### III.4 Analyse « Source-pull » des impédances optimales de source

De la même façon que pour les impédances de charge, une analyse des impédances de source est réalisée. Ici, seulement les impédances de source optimales à  $f_0$  nous intéresse dans un premier temps, puisque nous voulons avant tout valider l'approche multi-harmonique en sortie. Nous ferons en sorte de contrôler  $2f_0$  hors des zones dangereuses, à savoir en bord d'abaque de Smith.

Les impédances de charge optimales aux fréquences fondamentales sont déterminées pour un maximum de gain en puissance. Les impédances de source optimales en gain en puissance sont tracées dans la figure 3-19 :

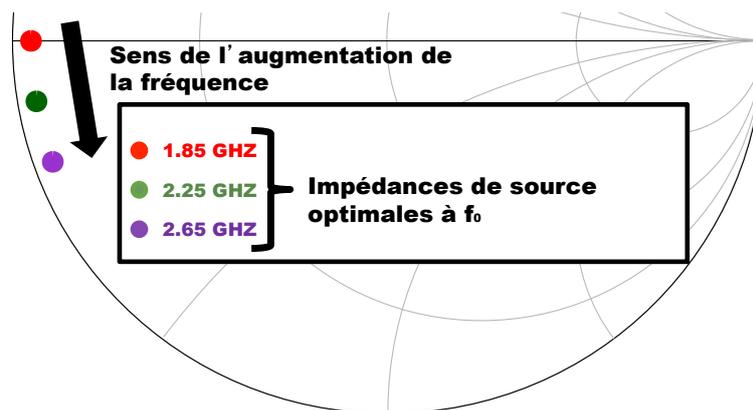


Figure 3-19 : Impédances de source optimales à  $f_0 = 1.85, 2.25$  et  $2.65$  GHz

De la même façon que pour les impédances de charge optimales, on peut noter que les impédances de source optimales tournent elles aussi dans le sens trigonométrique sur l'abaque de Smith en fonction de la fréquence.

### III.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons pu analyser et extraire toutes les impédances de charge et de source à présenter aux fréquences fondamentales et harmoniques. Nous verrons dans la prochaine section qu'il est impossible de satisfaire toutes ces conditions en même temps avec des circuits d'adaptation passifs. Cependant, nous montrerons qu'il est possible de faire un compromis qui permettra à l'amplificateur conçu de respecter le cahier des charges imposé au début.

## IV Conception des circuits d'adaptations

Dans cette section, nous allons traiter la partie conception des circuits d'adaptation. Nous verrons d'abord quelle méthode a été utilisée pour satisfaire les conditions d'adaptation des impédances de charge et de source. Ensuite une comparaison entre simulations électrique et électromagnétique sera établie et pour finir nous verrons la forme des circuits réalisés ainsi qu'une comparaison mesure/simulation des paramètres S des circuits d'adaptation.

### IV.1 Technique de contrôle large-bande des impédances présentées aux fréquences harmoniques

Comme nous l'avons vu dans la partie 3.3, les classes de contrôle d'harmoniques sont les plus appropriées pour notre application, étant donné que nous utilisons un transistor packagé. Or les classes F et F<sup>-1</sup> présupposent que nous ayons accès à l'information des formes temporelles des tensions et courants dans les plans de la source de courant du transistor, ce qui n'est pas notre cas. Nous avons donc utilisé le principe de la classe J, mais en faisant l'analogie entre les éléments localisés théoriques L et C et des éléments distribués équivalents de type ligne microstrip. A la différence des classes F et F<sup>-1</sup>, qui utilisent des lignes quart d'onde qui sont très faible bande (>10%), nous avons utilisé des éléments de type stubs papillons qui sont beaucoup plus large bande suivant l'angle défini pour le papillon.

En effet, en utilisant la topologie proposée dans la figure 3-20, on peut choisir de ramener un court circuit décalé en jouant sur la longueur  $l_{\text{stub}}$  du stub papillon ou  $l_{\text{decal}}$  de la ligne de décalage

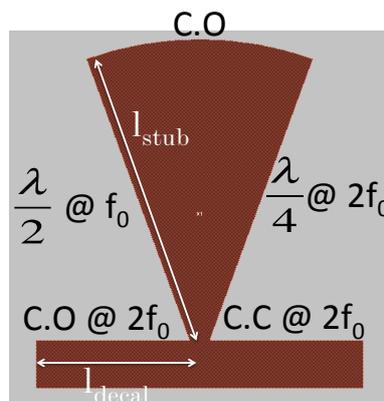


Figure 3-20 : Topologie d'adaptation large bande des impédances de charge à  $2f_0$

L'avantage de régler une ligne  $\lambda/4$  à la fréquence  $2f_0$  pour ces stubs est que ce stub est invisible pour  $f_0$  puisqu'il présente un circuit ouvert à  $f_0$ .

## IV.2 Circuit hybride d'entrée

Le circuit hybride d'entrée est composé de deux éléments essentiels : le circuit de polarisation et le circuit d'adaptation RF. Nous allons les détailler de façon séparée pour expliquer leur fonctionnement.

### IV.2.1 *Circuit de polarisation*

Le but est ici de découpler suffisamment la RF du DC pour protéger les alimentations continues qui sont en amont du circuit de polarisation. De façon usuelle, le découplage en entrée d'un HEMT se fait à l'aide d'une résistance de forte valeur pour découpler la RF étant donné que le HEMT consomme un courant quasi-nul sur l'entrée. Nous avons choisi de rajouter en plus une ligne  $\lambda/4$  couplée à un stub papillon qui nous permet de tenir un circuit ouvert sur la bande de fréquence utile de l'amplificateur. Le layout du circuit de polarisation est donné en figure 3-21.

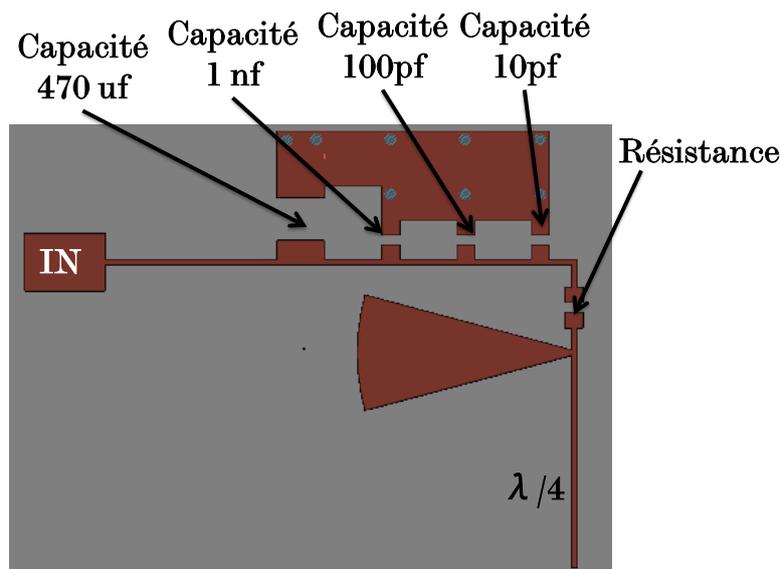


Figure 3-21 : Circuit de polarisation de grille de l'amplificateur large bande haut rendement

Les capacités de valeur 10 pF et 100pF sur le chemin DC servent à coupler à la masse l'éventuelle puissance RF qui passerait la résistance, et les capacités de valeur 1 nF et 470 uF servent à coupler à la masse les éventuels parasites BF amenés par l'alimentation DC placée en amont du circuit de polarisation. Ce découplage BF est essentiel à la stabilité du HEMT.

Les valeurs d'impédance ramenées par ce circuit de polarisation sur la ligne RF sont données en figure 3-22.

Impédances présentées  
par le circuit de découplage d'entrée

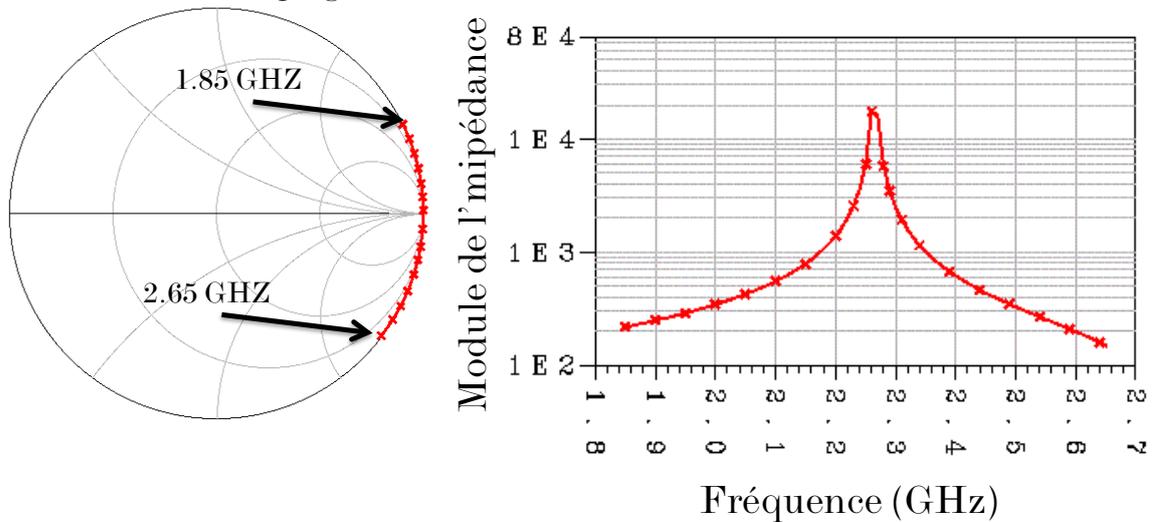


Figure 3-22 : Impédances présentées par le circuit de polarisation d'entrée sur toute la bande utile de l'amplificateur représentées en module phase sur l'abaque de Smtih à gauche et en module à droite

#### IV.2.2 Circuit d'adaptation RF

A la suite de la conception du circuit de polarisation, l'adaptation des impédances de source est faite par sauts d'impédance. On utilise une capacité de découplage DC sur la ligne d'accès. Sur la figure 3-23, le layout du circuit d'entrée est décrit.

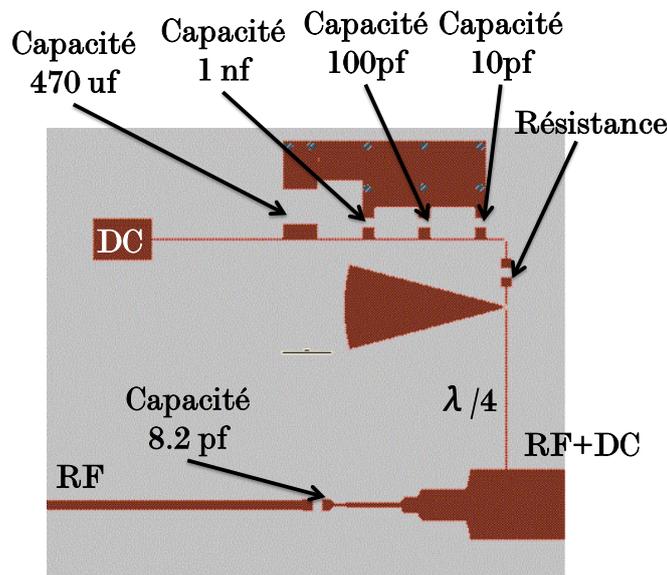


Figure 3-23: Circuit d'adaptation d'entrée

Le problème majeur d'adaptation est que les impédances de source optimums tournent dans le sens trigonométrique en fonction de la fréquence. Or il est

physiquement impossible de concevoir un circuit d'adaptation passif qui tourne dans ce sens là. On doit donc faire un compromis entre forte adaptation et largeur de bande de fonctionnement. Les impédances de source présentées par le circuit au transistor sur la bande de fréquence 1.85 GHz à 2.65 GHz sont tracées sur la figure 3-24.

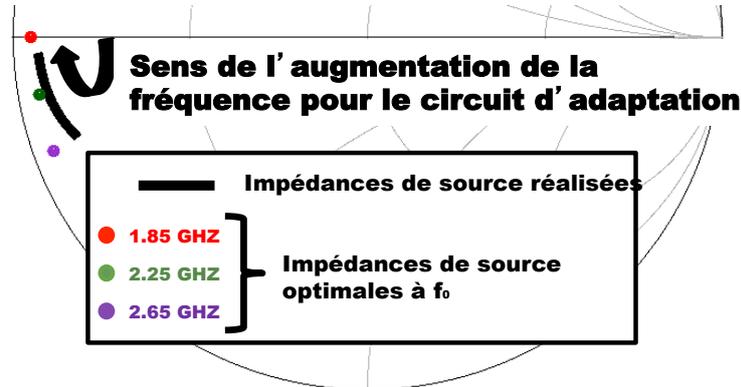


Figure 3-24 : Impédances de source synthétisées par le circuit d'adaptation d'entrée

Comme nous le voyons sur la figure 3-24 et contrairement à la procédure de conception large bande usuelle qui indique d'adapter la fréquence la plus haute d'abord, nous avons choisi d'adapter correctement la fréquence centrale et d'élargir l'adaptation le plus possible pour couvrir la bande de fonctionnement.

### IV.3 Circuit hybride de sortie

Le circuit hybride de sortie est composé de deux éléments essentiels : le circuit de polarisation, et le circuit d'adaptation RF. Nous allons les détailler par la suite.

#### IV.3.1 *Circuit de polarisation*

De la même façon que pour le circuit de polarisation d'entrée, le circuit de polarisation de sortie doit suffisamment découpler la RF pour éviter de détériorer les alimentations DC positionnées en amont du circuit. La différence est qu'en sortie d'un HEMT, un fort courant DC est généré. Il n'est donc plus question d'utiliser une résistance pour découpler plus fortement. Ici nous avons utilisé une ligne  $\lambda/4$  et un stub papillon pour ramener un circuit ouvert le plus large possible en fréquence, ainsi qu'une forte valeur d'impédance caractéristique pour cette ligne  $\lambda/4$  afin de mieux découpler. La topologie du circuit de polarisation est donnée en figure 3-25.

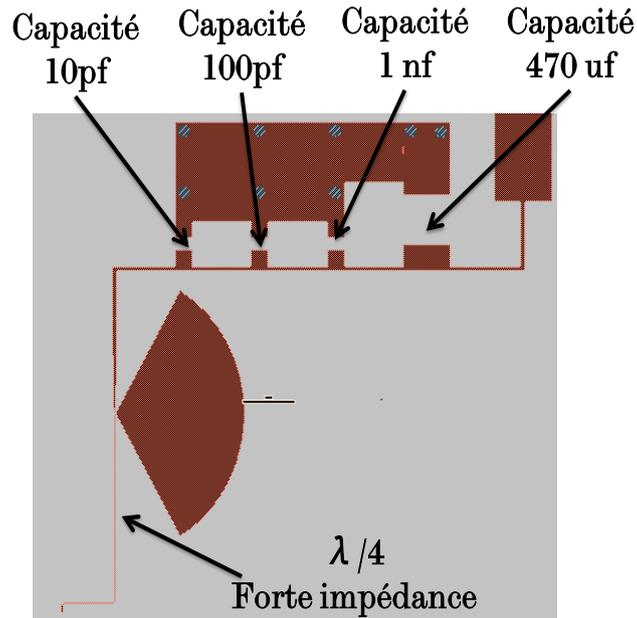


Figure 3-25 : Circuit de polarisation de drain de l'amplificateur large bande haut rendement

De la même façon que pour le circuit d'entrée, les capacités de valeur 10 pF et 100pF servent à coupler à la masse, l'éventuelle puissance RF résiduelle, et les capacités de valeur 1 nF et 470 uF servent à coupler à la masse les parasites BF amenés par l'alimentation DC. Les valeurs d'impédance ramenées par ce circuit de polarisation sur la ligne RF sont données en figure 3-26.

Impédances présentées  
par le circuit de découplage de sortie

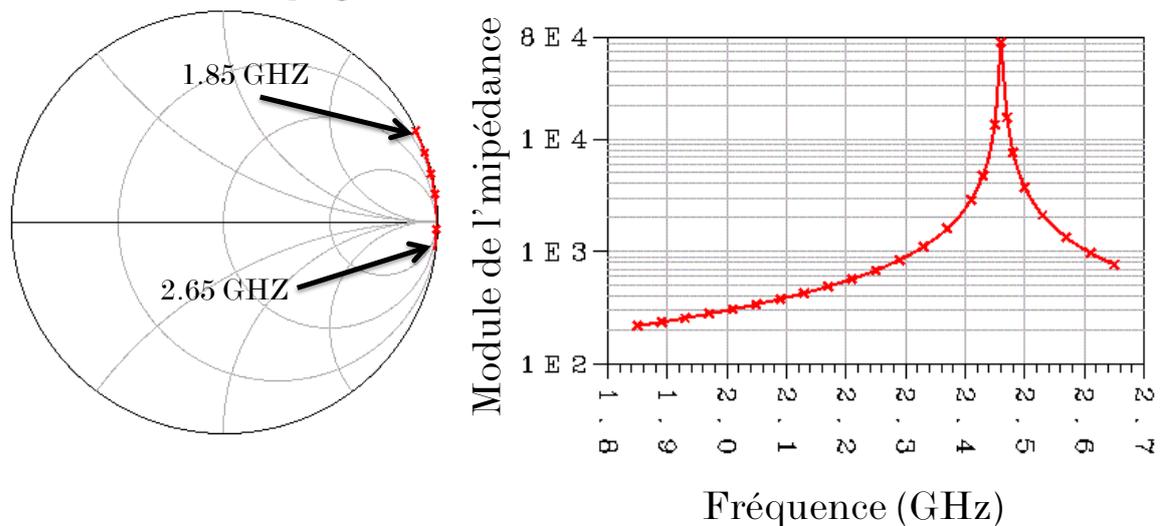


Figure 3-26 : Impédances présentées par le circuit de polarisation de sortie sur toute la bande utile de l'amplificateur représentées en module phase sur l'abaque de Smtih à gauche et en module à droite

On peut noter que la valeur de l'impédance présentée dans la bande de fréquence d'intérêt est très forte, on peut supposer que le découplage RF/DC est alors suffisant.

### IV.3.2 Circuit d'adaptation RF

Une fois le circuit de polarisation conçu, la méthode de contrôle des impédances de charge présentées aux fréquences harmoniques est appliquée avec deux stubs papillons. Des sauts d'impédance de différentes valeurs nous permettent de contrôler les impédances de charge présentées aux fréquences fondamentales. Le circuit est ensuite optimisé pour s'approcher des impédances optimales à  $f_0$  et  $2f_0$ . Le schéma du circuit ainsi réalisé est décrit en figure 3-27 :

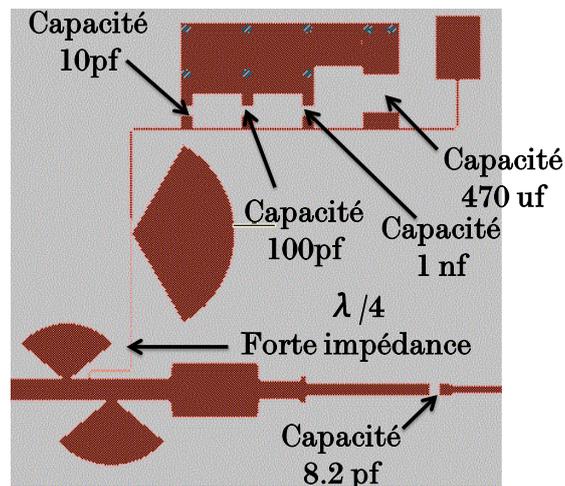


Figure 3-27 : Circuit d'adaptation de sortie

Les impédances de charge optimales à  $f_0$  et  $2f_0$  tournent encore dans le sens trigonométrique. Nous avons donc fait un compromis entre forte adaptation et largeur de bande de fonctionnement en privilégiant l'adaptation sur la bande complète pour avoir au moins 60% de rendement de drain sur la bande entière. Dans la figure 3-28, les impédances de charge à  $f_0$  synthétisées par le circuit sont présentées.

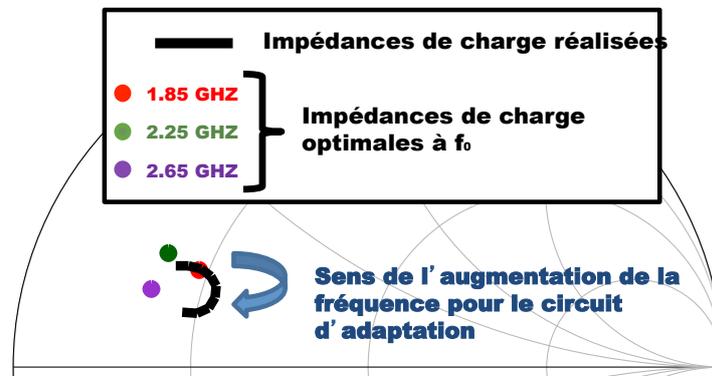


Figure 3-28: Impédances de charges synthétisées aux fréquences fondamentales par le circuit d'adaptation de sortie

Les impédances présentées à  $2f_0$  pour le début de bande, le milieu de la bande et la fin de la bande de fréquence d'intérêt ( 3.7, 4.5 et 5.3 GHz) sont tracées sur la figure 3-29.

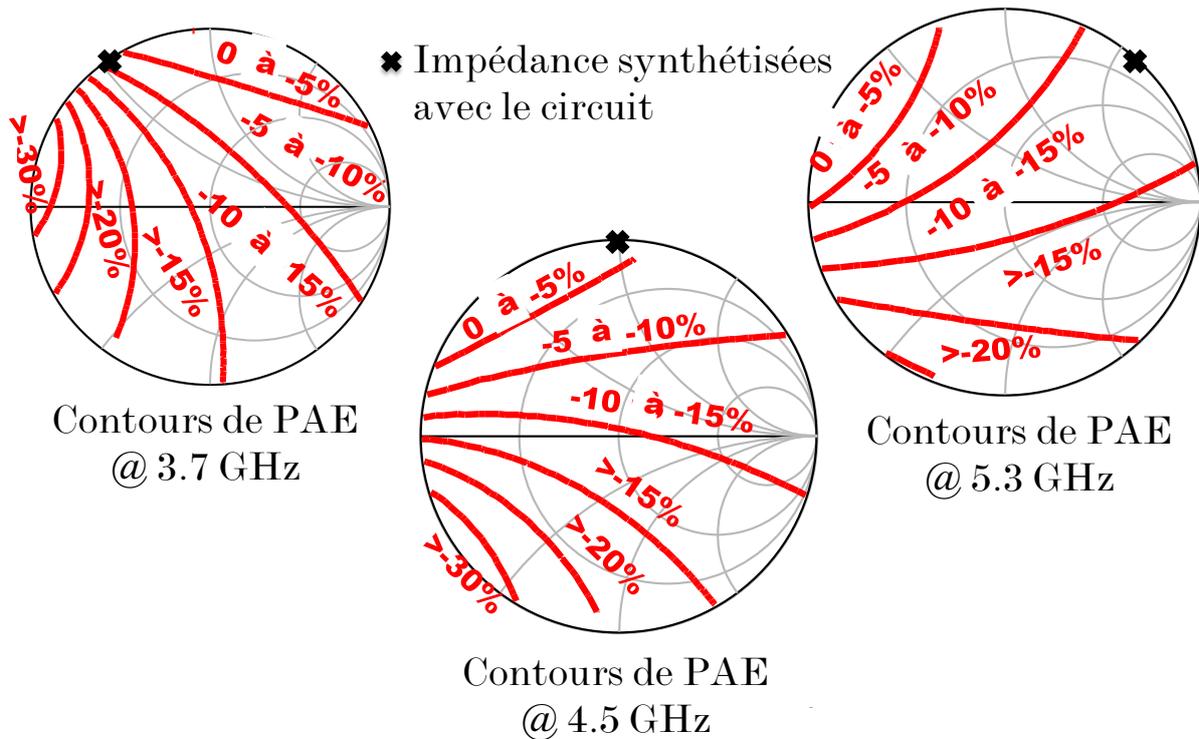


Figure 3-29 : Impédances de charges synthétisées aux fréquence harmoniques 2 par le circuit d'adaptation de sortie

Les contours sont tous tracés par rapport au maximum de PAE que peut atteindre le transistor lorsque les accès sont bien adaptés en PAE à  $f_0$  et  $2f_0$ . Ici, nous voyons que nous allons avoir un recul maximum de 10 à 15 points de PAE en bord de bande, puisqu'il est impossible de tourner dans le même sens que les contours en fonction de la fréquence. On préfère donc privilégier l'adaptation au centre de la bande, et garder les impédances en bord de bande dans les zones d'abaque les moins pénalisantes.

## V Analyse de stabilité

Dans cette partie, nous allons traiter les notions de stabilité linéaire et non-linéaire d'un amplificateur comportant un seul étage, et définir ce qu'il est possible de simuler avec un modèle comportemental de type MHV. L'analyse de stabilité est une étape critique de la phase de conception. En effet, des résultats de cette analyse dépendra le bon fonctionnement de l'amplificateur.

L'analyse se fait en deux étapes :

- 🍏 Analyse de la stabilité linéaire
- 🍏 Analyse de la stabilité non-linéaire

Nous n'effectuerons ces analyses que dans la bande où le modèle a été extrait . En effet avec le modèle que nous avons extrait, il est impossible de sonder la stabilité dans une bande de fréquence autre que celle extraite.

### V.1 Analyse de stabilité linéaire

Un quadripôle est inconditionnellement stable s'il ne réfléchit pas une puissance supérieure à celle qu'il reçoit pour toute terminaison passive (comprise dans l'abaque de Smith). Si on définit un quadripôle comme dans la figure 3-30:

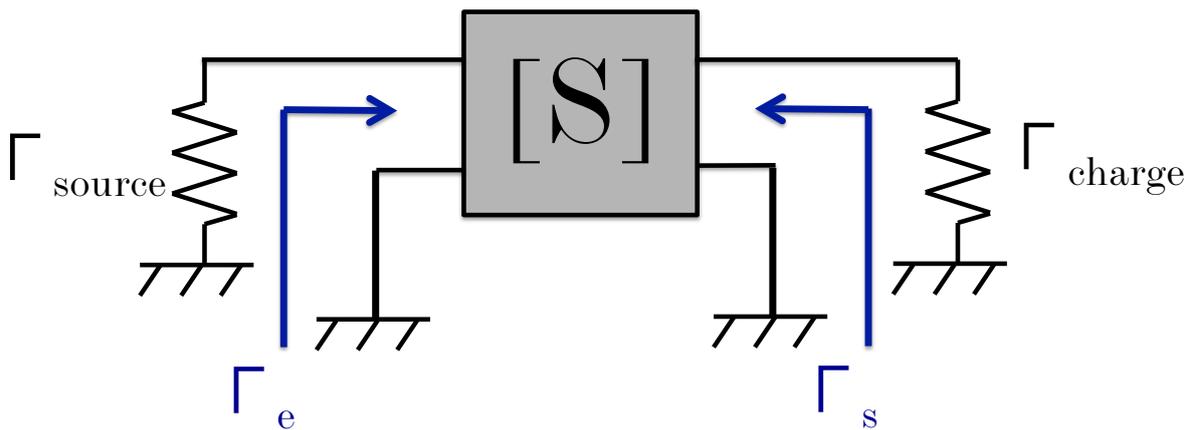


Figure 3-30 : Description d'un quadripôle par ses différents coefficients de réflexion

Pour que le quadripôle soit inconditionnellement stable, il faut que :

$$\begin{aligned} \forall \Gamma_{charge} < 1 \longrightarrow \Gamma_s < 1 \\ \forall \Gamma_{source} < 1 \longrightarrow \Gamma_e < 1 \end{aligned} \quad <3.5>$$

On peut alors déterminer le facteur K du quadripôle d'après les mesures de paramètres S de l'amplificateur comme étant :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|}$$

$$|\Delta| = |S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}| \quad <3.6>$$

Ce facteur K est appelé facteur de Rollet et a été introduit par J.M Rollet dans [72].

Trois cas de stabilité sont possibles :

- 🍏 Si  $K > 1$  et  $\Delta < 1$ , le quadripôle est inconditionnellement stable
- 🍏 Si  $K < 1$ , le quadripôle est conditionnellement stable, on peut introduire les notions de cercle de stabilité.
- 🍏 Si  $K < 1$  et  $\Delta > 1$ , le quadripôle est inconditionnellement instable

Les trois cas sont représentés graphiquement sur la figure 3-31. Les impédances stables se trouvent en dehors du cercle en rouge.

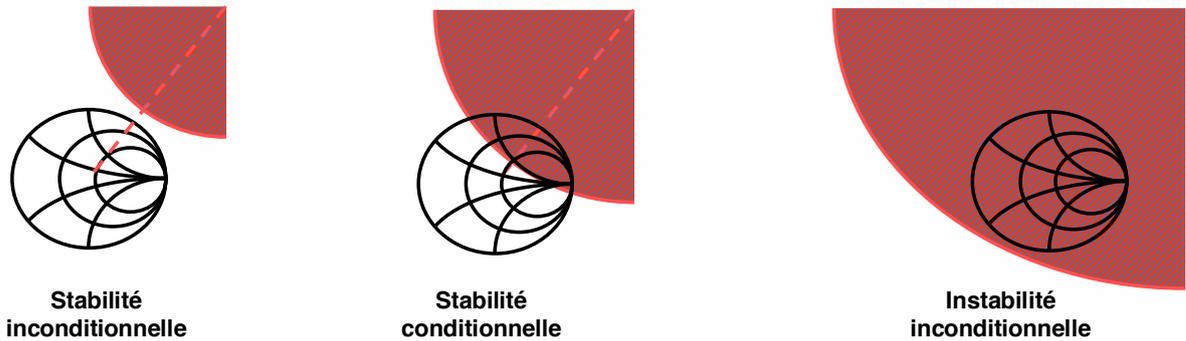


Figure 3-31 : Les trois cas possibles de la stabilité linéaire.

En appliquant cette méthode sur l'amplificateur donné, on obtient les facteurs K tracés dans la figure 3-32 :

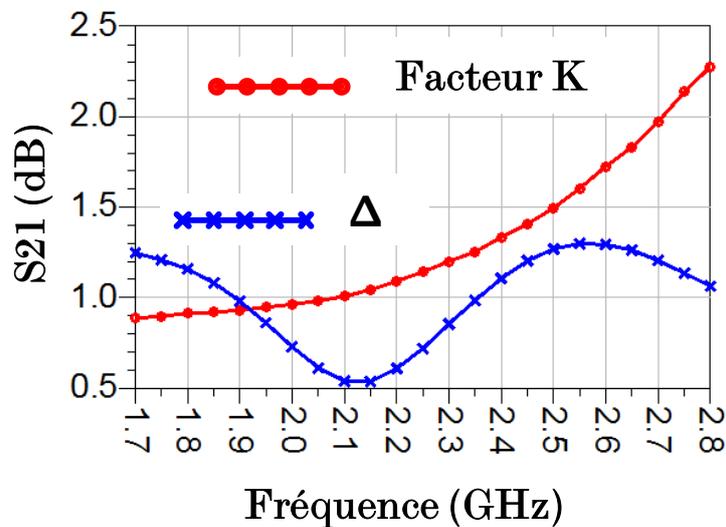


Figure 3-32 : Facteur K et Delta simulé pour l'amplificateur de puissance conçu

On voit donc qu'à partir de 2.1 GHz, l'amplificateur est inconditionnellement stable. On doit tracer donc les cercles de stabilité pour les fréquences situés de 1.85 à 2.25 GHz, pour visualiser si la zone d'instabilité est proche de 50 Ω. Ces cercles de stabilités sont tracés sur la figure 3-33 :

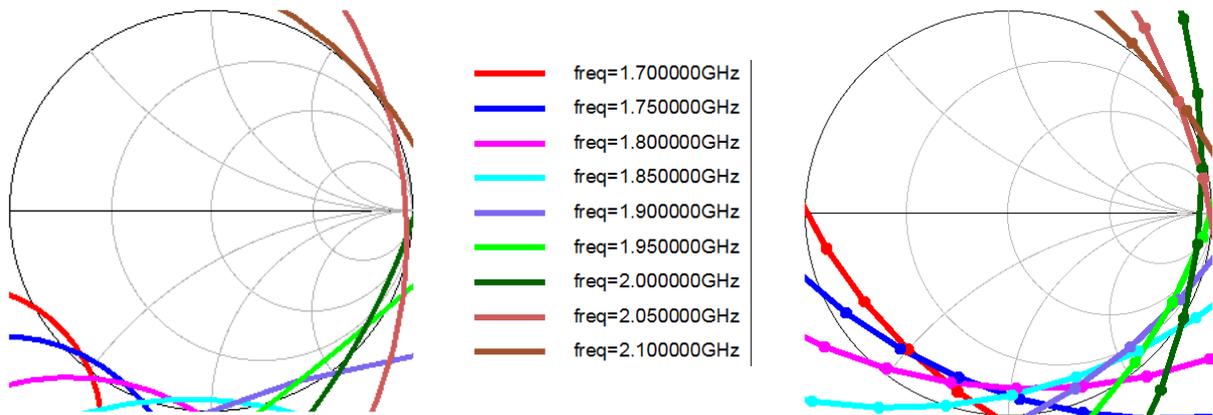


Figure 3-33 : Cercle de stabilités en entrée (à gauche) et en sortie (à droite) de l'amplificateur

Ce facteur nous donne l'information de stabilité d'un quadripôle sur les conditions de fermeture de celui-ci dans sa bande de fonctionnement. Cependant si des modes d'instabilités s'établissent à l'intérieur même de l'amplificateur, le facteur K ne nous donnera aucune information.

Il existe d'autres techniques d'analyse de stabilité linéaire telle que le NDF, cependant elle n'est pas applicable a notre cas puisque l'on n'a pas accès aux éléments intrinsèques du transistor.

## V.2 Analyse de stabilité non-linéaire

Pour l'analyse de stabilité non-linéaire, la seule solution applicable à notre conception est d'utiliser le méthode STAN, développée conjointement par le CNES et l'université de Bilbao [73][74][75]. En présence d'un régime fort-signal établi, la méthode ici est d'introduire une perturbation bas niveau de fréquence  $\omega$  à un nœud du circuit, de balayer la fréquence et de mesurer la réponse  $H(f)$  de celle-ci. Une fois cette réponse extraite pour la bande de fréquence d'intérêt, on décompose la fonction avec une identification pôles/zéros de la forme :

$$H(j\omega) = \frac{\prod_{i=1}^n j\omega - z_i}{\prod_{j=1}^p j\omega - \lambda_j} \tag{3.7}$$

Sur une identification du type pôles/zéros, comme pour l'identification que nous avons utilisé pour le MHV modèle, si les pôles ont des parties réelles positives, alors une instabilité est possible.

Nous avons appliqué cette méthode à l'amplificateur en injectant la perturbation en entrée, puis en sortie en balayant la puissance d'entrée d'une faible valeur (0 dBm) jusqu'à une forte compression de l'amplificateur (5 dB). Les résultats des identifications pôles et zéros pour une puissance de sortie de 41 dBm sont tracés en figures 3-34 et 3-35.

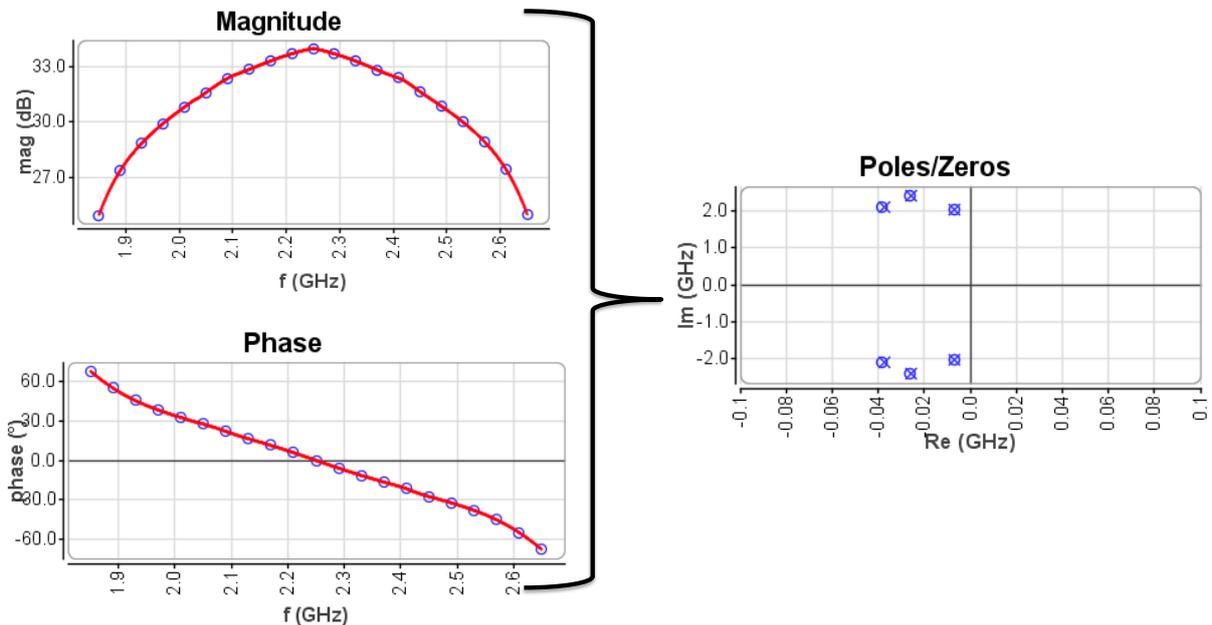


Figure 3-34 : Réponse de la perturbation introduite en entrée de l'amplificateur sur sa bande de fréquence utile pour une puissance de sortie de 41 dBm

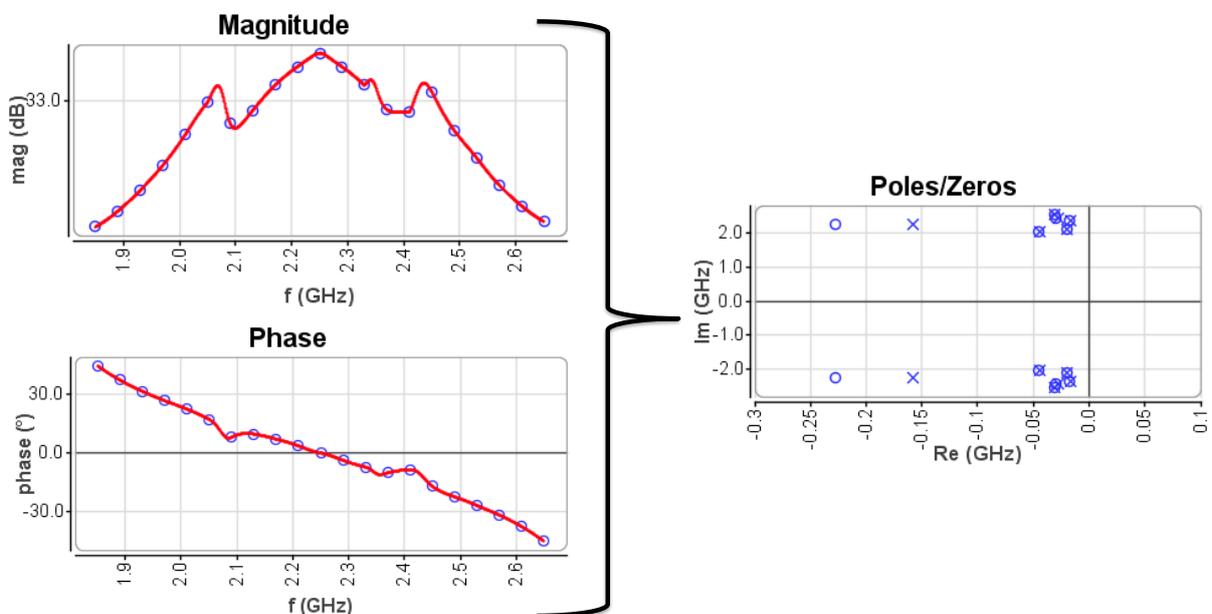


Figure 3-35: Réponse de la perturbation introduite en sortie de l'amplificateur sur sa bande de fréquence utile pour une puissance de sortie de 41 dBm

Il n'existe pas de pôles à partie réelle positive, l'amplificateur ne devrait donc pas présenter d'oscillations. Cependant, puisque l'on ne peut que sonder la réponse dans la bande de fréquence d'intérêt, et que souvent les fréquences d'oscillation se trouvent à  $f_0/2$ , la réponse de l'analyse de stabilité n'est pas complète.

## VI Résultats expérimentaux

Une fois l'amplificateur réalisé, plusieurs mesures de validation ont été entreprises. Tout d'abord, les circuits d'adaptation ont été mesurés séparément en paramètres S pour être sûr des impédances que ceux ci synthétisent réellement, ainsi que pour connaître leurs pertes. Ensuite, l'amplificateur a été mesuré en paramètres S pour vérifier le gain petit signal et les adaptations faible niveau. Enfin, des mesures temporelles de puissances ont été réalisées pour valider le fonctionnement de l'amplificateur en rendement et pour valider la simulation avec le modèle comportemental du transistor.

### VI.1 Comparaison simulations/mesures en paramètres S de chacun des circuits d'adaptation

Le but de ce chapitre est de valider l'approche de conception d'amplificateur de puissance large bande et haut rendement, nous devons nous assurer de ce que les circuits d'adaptation réalisés synthétisent comme impédances.

Pour cela, une fois les circuits réalisés sur un substrat céramique, nous avons mesuré les paramètres S de ces circuits et nous les avons comparés à la simulation.

Les résultats de mesure des impédances de source réellement synthétisées sont tracés sur la figure 3-36 et comparés aux objectifs simulés.

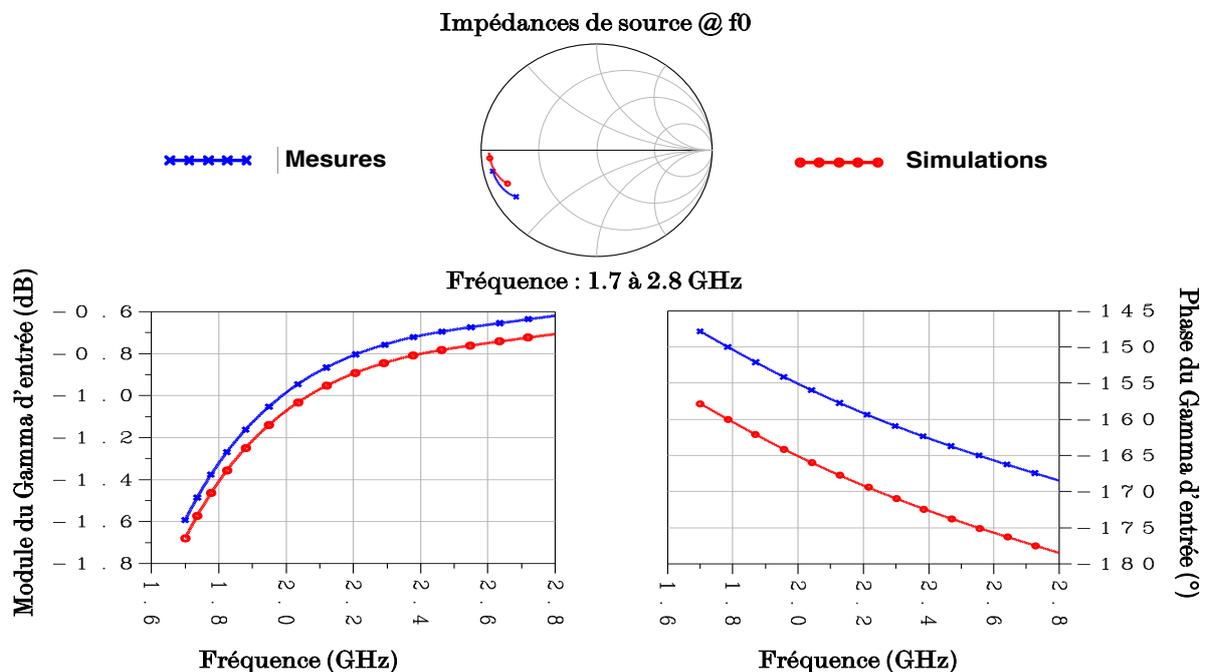


Figure 3-36 : Comparaison simulation/ mesure des impédances de sources synthétisées en simulation et en mesure

On remarque qu'il y a un décalage d'environ 10 degrés sur le gamma correspondant aux impédances de source. Cependant, le plus gros décalage se produit sur les pertes présentées par le circuit en figure 3-37.

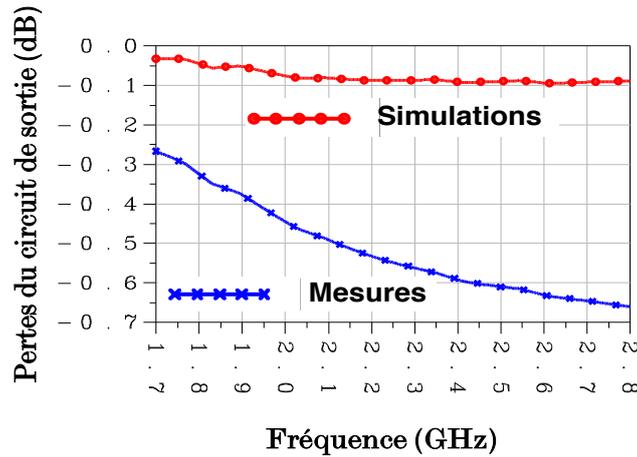


Figure 3-37 : Pertes présentées par le circuit d'entrée

Les pertes présentées en mesure sont relativement plus fortes que celles simulées (>0.6 dB) et plus particulièrement en fin de bande passante. Nous obtiendrons donc en mesure un gain légèrement inférieur à ce qui était prévu par la simulation. Les mêmes mesures ont été réalisées pour le circuit de sortie. Les comparaisons entre simulation et mesures sont tracées en figure 3-38.

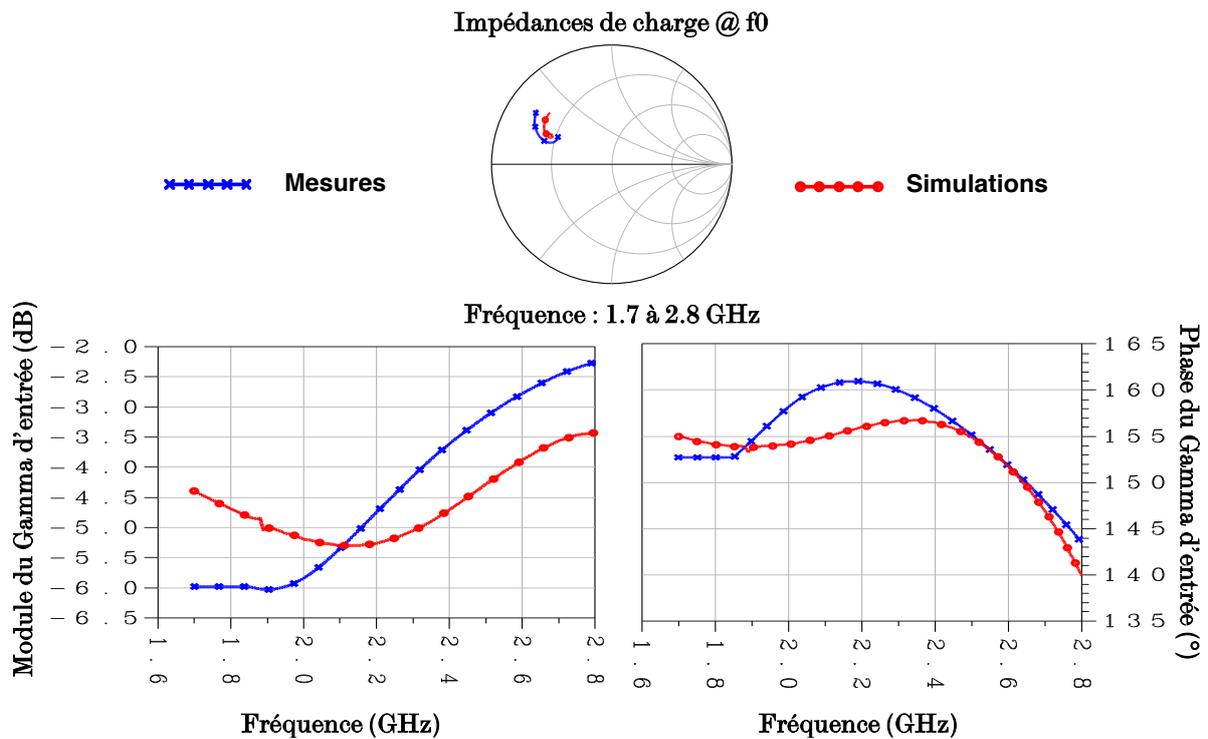


Figure 3-38 : Comparaison simulation/ mesure des impédances de charge synthétisées en simulation et en mesures aux fréquences fondamentales

On remarque un léger décalage sur le module des impédances présentées, mais rien de gênant. La simulation et la mesure ont été comparées aussi pour les impédances ramenées aux fréquences harmoniques  $2f_0$  sur toute la bande. Les résultats sont tracés en figure 3-39.

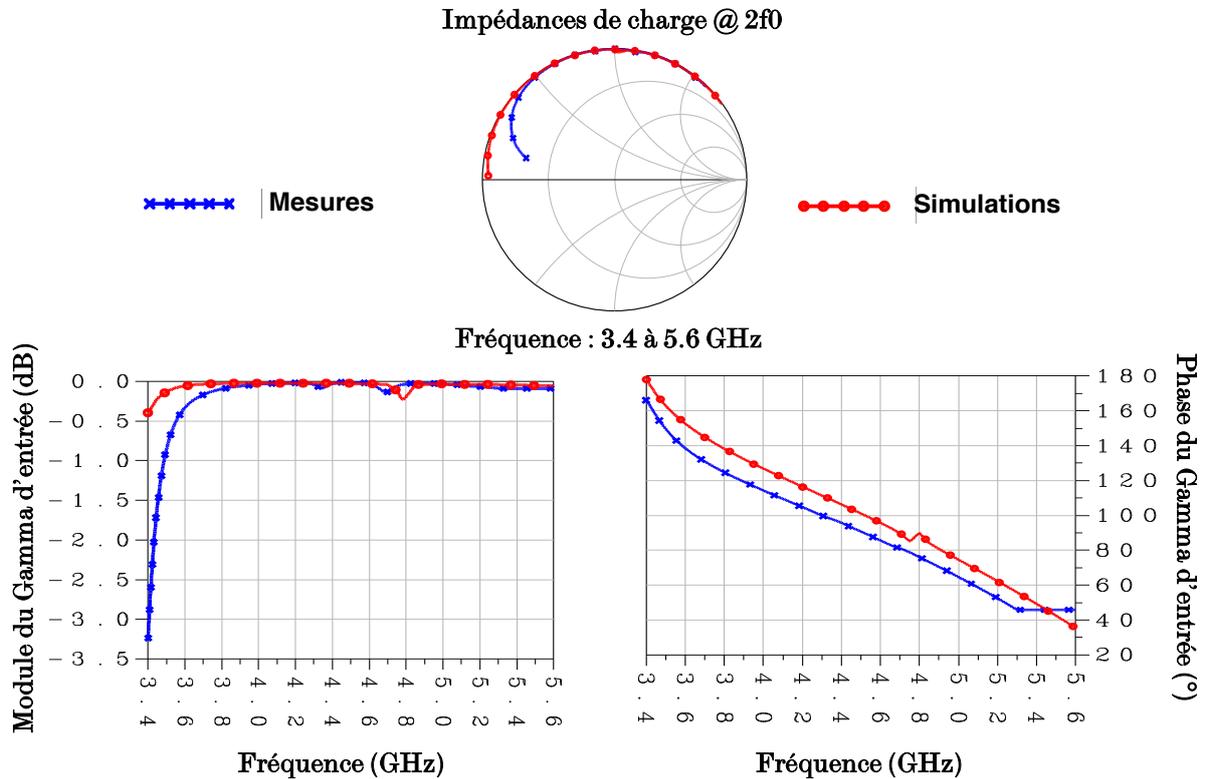


Figure 3-39: Comparaison simulation/ mesure des impédances de charge synthétisées en simulation et en mesures aux fréquences harmoniques 2

Les impédances synthétisées réellement en sortie sont très satisfaisantes, à première vue. Cependant, ici aussi le plus gros décalage se fait au niveau des pertes du circuit. Elles sont tracées en figure 3-40 :

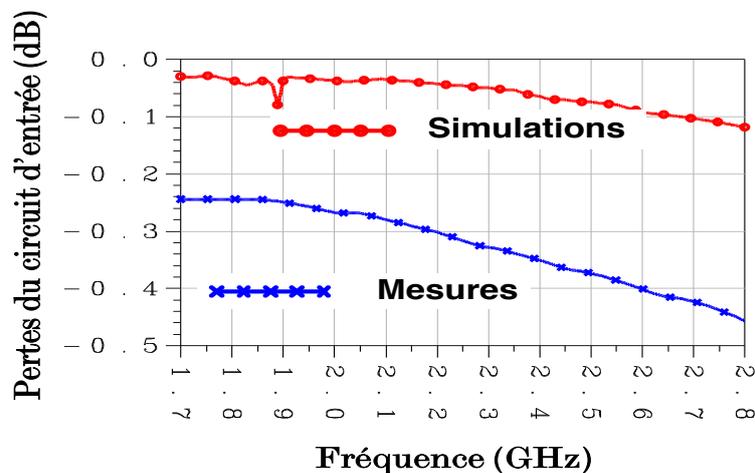


Figure 3-40 : Pertes présentées par le circuit d'entrée

Le décalage paraît à première vue peu important (<0.4 dB). Cependant si l'on reprend l'expression du rendement de drain :

$$\eta_d = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad <3.8>$$

Le maximum de pertes est de 0.4 dB soit en linéaire un coefficient de 0.9. La puissance de sortie est donc multipliée par ce rapport dans l'expression du nouveau rendement de drain. Si l'on définit  $\eta_{d0}$  comme la PAE de référence que l'on aurait eu sans le surplus de pertes, le nouveau rendement de drain s'écrit :

$$\eta_d = \eta_{d0} \times 0.9 \quad <3.9>$$

On perd donc 10% du rendement de drain maximum qui a été simulé. Pour un rendement de drain de 75%, il ne resterait plus que 68.5%, uniquement en raison des pertes du circuit de sortie. Il est donc important de faire des rétro-simulations avec les fichiers de paramètres S des circuits réellement synthétisés pour les comparer aux mesures de l'amplificateur conçu. En effet, nous souhaitons valider l'apport du modèle comportemental dans un flot de conception d'amplificateur de puissance, et non pas la validité de la simulation électromagnétique, ou la mauvaise qualité de réalisation des circuits d'adaptation. Toutes les simulations que nous verrons par la suite seront donc faites à l'aide des paramètres S qui ont été mesurés ici.

## VI.2 Mesures de l'amplificateur en paramètres S

Une fois les circuits d'adaptation mesurés séparément en paramètres S, l'amplificateur a été monté entièrement et sa photographie est décrite en figure 3-41 :

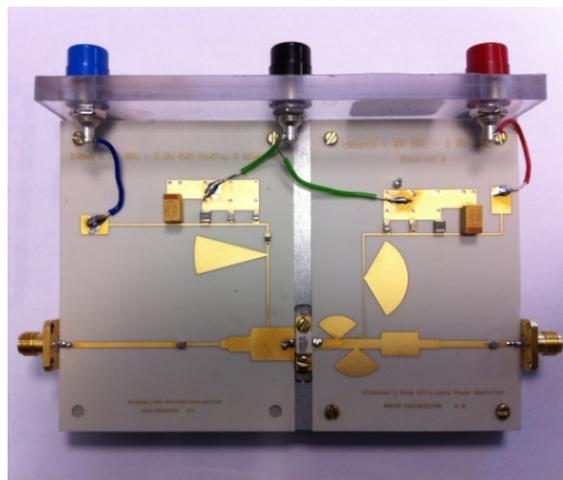


Figure 3-41 : Photographie de l'amplificateur large bande et haut rendement

On a utilisé un banc de mesures de paramètre S développé par Amcad Engineering (figure 3-42) et commandé par le logiciel IVCAD. Celui-ci nous permet de mesurer les paramètres S pour chaque point de polarisation choisi.

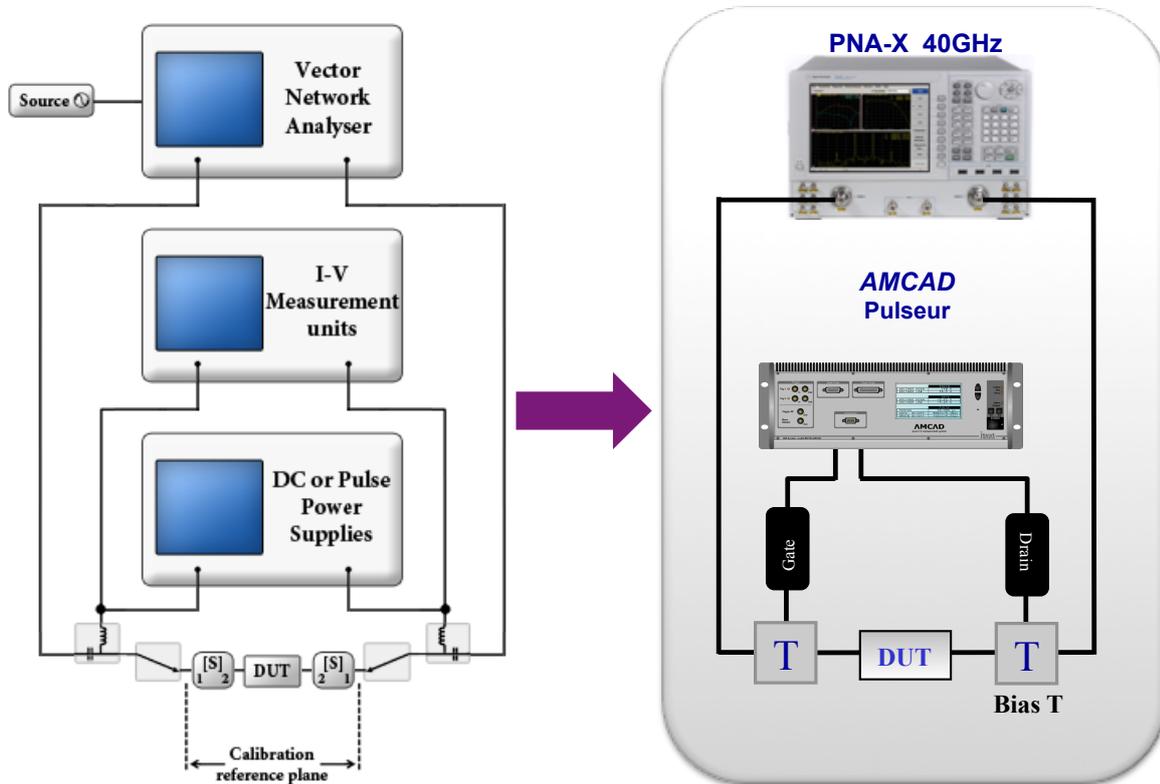


Figure 3-42 : Banc de mesure paramètres S de AMCAD Engineering

Les mesures en paramètres S ont été réalisées au point de polarisation de repos défini précédemment à savoir  $I_{ds0} = 200 \text{ mA}$  et  $V_{ds0} = 26 \text{ V}$ . Les résultats sont comparés aux simulations faites en paramètres S sous ADS et sont tracés en figures 3-43 et 3-44.

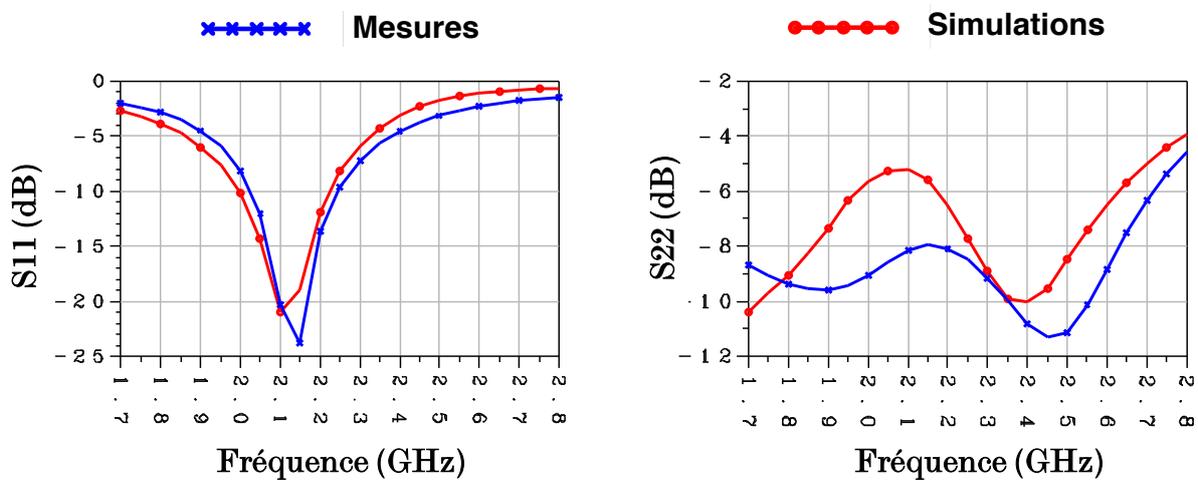


Figure 3-43 : Comparaison entre la simulation et la mesure du  $S_{11}$  et du  $S_{22}$  de l'amplificateur pour des fréquences comprises entre 1.7 et 2.8 GHz

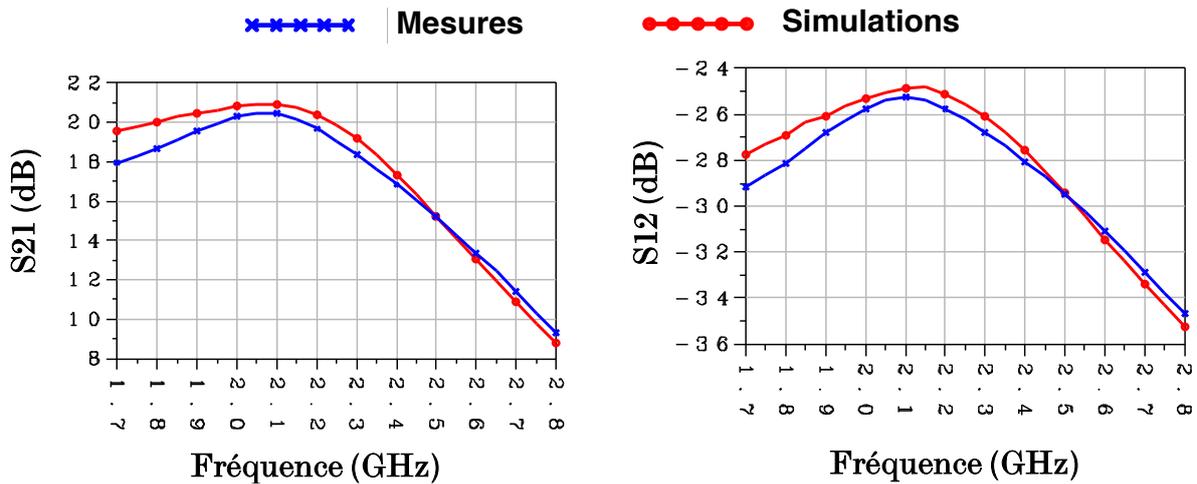


Figure 3-44 : Comparaison entre la simulation et la mesure du  $S_{21}$  et  $S_{12}$  de l'amplificateur pour des fréquences comprises entre 1.7 et 2.8 GHz

Les mesures nous donnent une indication sur le gain de l'amplificateur. On peut noter que le modèle reproduit correctement le comportement de l'amplificateur, alors que nous n'avons pas « deembeddés » les connecteurs. Cela confirme bien qu'à faible niveau, les paramètres T du modèle MHV deviennent nuls et les termes restants sont simplement les 4 paramètres S connus.

### VI.3 Mesures temporelles de l'amplificateur en puissance

L'amplificateur de puissance conçu a été mesuré en puissance de 1.7 à 2.65 GHz par pas de 50 MHz. Le point de polarisation est  $I_{DS0} = 200$  mA et  $V_{ds0} = 26$  V. Les mesures ont été réalisées avec le banc de mesure temporelle détaillé dans le chapitre 2, sans les tuners. Son schéma est redonné en figure 3-45 :

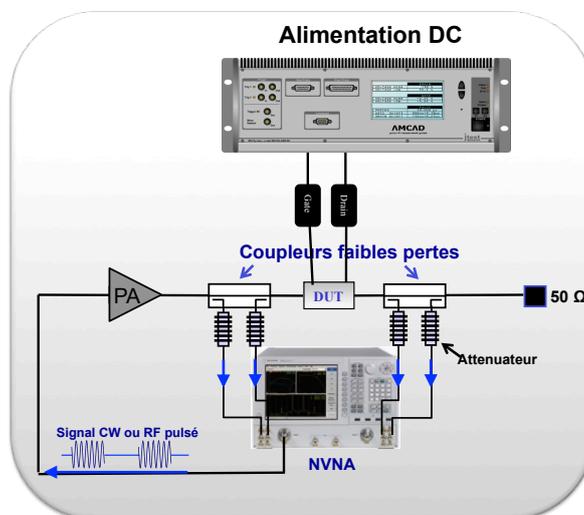


Figure 3-45 : Banc de mesure temporelle d'amplificateur de puissance

Les résultats obtenus lors des mesures effectuées sur l'amplificateur en balayant la puissance et la fréquence de 1.7 à 2.7 GHz sont tracés en figure 3-46 :

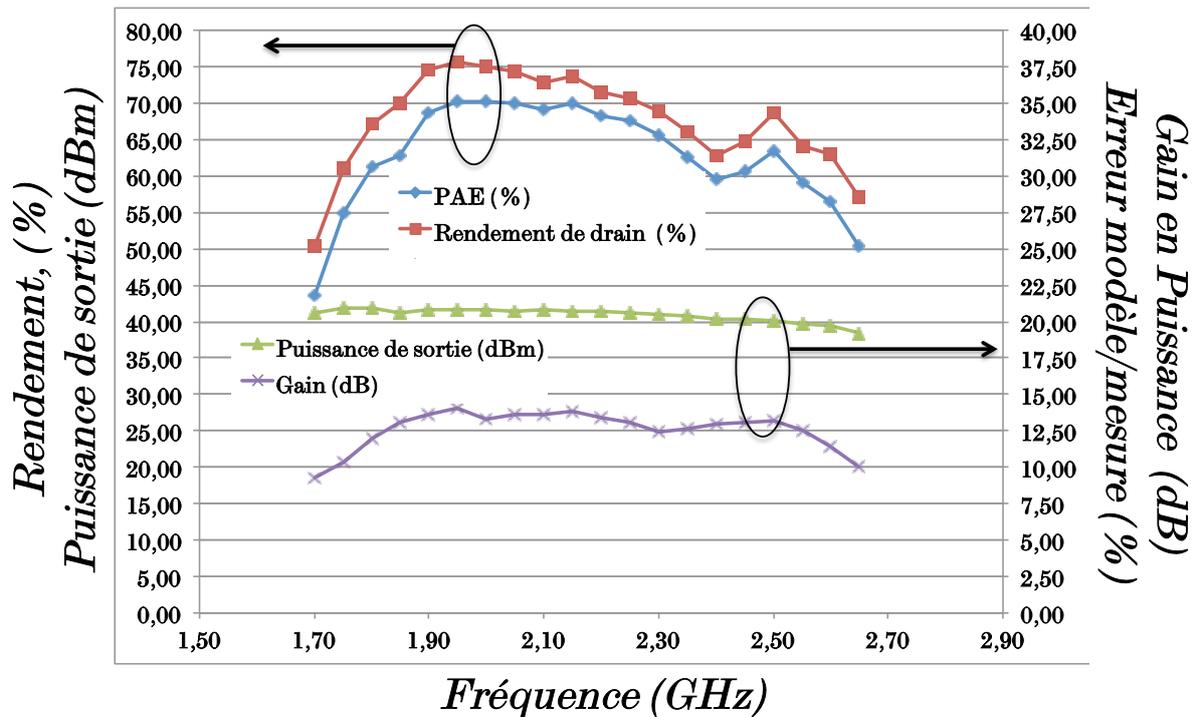


Figure 3-46 : Résultats de l'amplificateur sur la bande 1.7 à 2.65 GHz en mode CW

Le gain donné ici est le gain correspondant au rendement indiqué sur la courbe 3\_46. On peut noter que l'amplificateur nous donne de bons résultats malgré les pertes excessives des circuits d'adaptation réalisés en comparaison des valeurs de pertes initialement simulées. La valeur moyenne du rendement de drain est de 70% celle du rendement en puissance ajoutée de 65%, pour une puissance moyenne de sortie de 41 dBm et un gain en puissance moyen de 13 dB sur la bande fréquence de 1.8 à 2.6 GHz. L'objectif de départ est largement rempli puisqu'on obtient un rendement de drain minimum de 65% sur une bande de fréquence de 36% autour de 2.2 GHz.

A titre d'exemple, les formes temporelles du courant et de la tension de sortie, ainsi que le cycle de charge sont tracées pour le maximum de rendement en puissance ajoutée (=72%) à 2.2 GHz en figure 3-47 et 3-48.

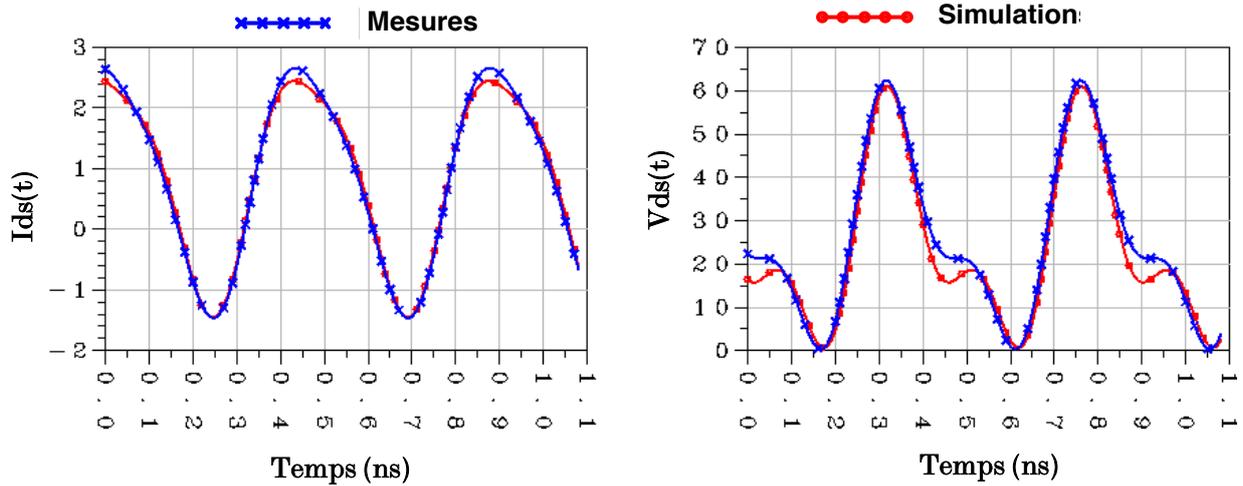


Figure 3-47 : Formes temporelles du courant  $I_{ds}$  et de la tension  $V_{ds}$  mesurées (courbe bleu) et comparées au formes prévues par le modèle (courbe rouge)

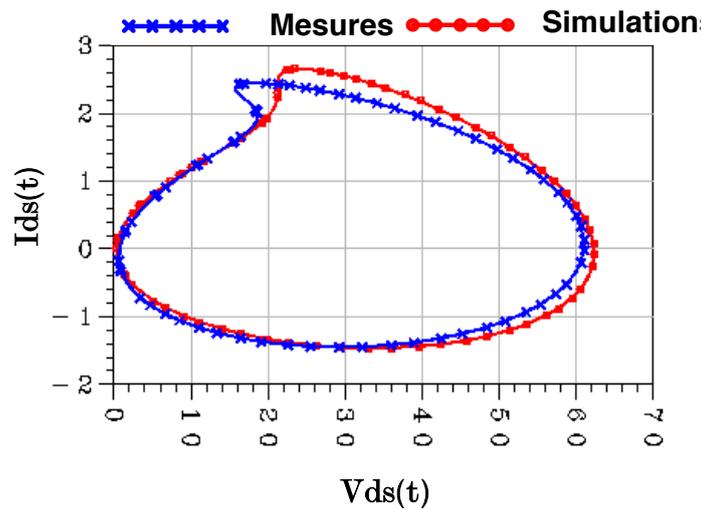


Figure 3-48 : Cycle de charge de l'amplificateur dans le plan des connecteurs

Les formes temporelles mesurées par elles même ne nous apportent pas d'information spécifique sur le fonctionnement intrinsèque du transistor car elles sont dans le plan des connecteurs, cependant la comparaison par rapport au modèle valide encore un peu plus l'approche de conception d'amplificateur hybride utilisant des modèles comportementaux de transistors en boîtier.

Une courbe très intéressante est tracée en figure 3-49 et correspond à l'erreur absolue entre la simulation et la mesure sur les niveaux de Puissance de sortie ( $P_s$ ) et de rendement en puissance ajoutée (PAE) de l'amplificateur conçu.

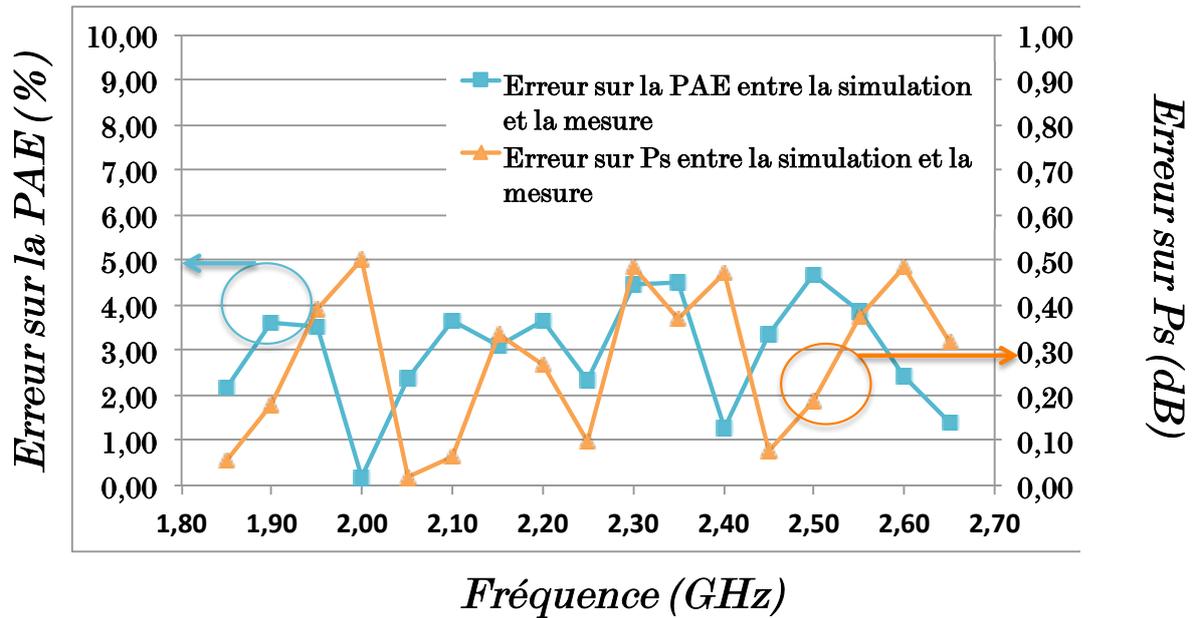


Figure 3-49 : Erreur absolue entre la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée simulés et mesurés

## VI.4 Comparaison à l'état de l'art

Nous allons ici comparer l'amplificateur hybride conçu avec les travaux publiés ces dernières années sur des amplificateurs large bande et haut rendement à partir de transistor en boîtier dans la même gamme de fréquence.

Année	Bande de fréquence (GHz)	Puissance de sortie (dBm)	Rendement de drain (%)	PAE (%)
2009[76]	2-2.5	38.5-41.5	>74	>71
2009[77]	1.35-2.25	39.5-40.6	>60	N.C
2009[78]	0.9-1.6	39.5-40.4	>60	N.C
2010[79]	1.9-2.9	42.5-46	>60	N.C
2010[80]	1.8-2.2	40.5-41.8	>60	>55
Ce travail	1.8-2.6	40.1-41.8	>65	>60

Tableau 3-2 : Etat de l'art des récents travaux sur la conception d'amplificateurs large bande et haut rendement

## VII Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, nous avons conduit une conception d'amplificateur de puissance large bande et haut rendement.

Dans un premier temps, une analyse des impédances de source et de charge optimales en PAE a été conduite à partir du modèle CAO et validé par la mesure.

Une nouvelle méthodologie de contrôle d'harmoniques par stub radial a été présentée, nous permettant de contrôler la fréquence d'harmonique 2 sur une plus large bande de fréquence que des lignes quart d'onde.

Enfin afin de valider la qualité du modèle, ainsi que de prouver la faisabilité d'un tel amplificateur, celui ci a été réalisé et mesuré. Les résultats obtenus en largeur de bande et en valeur de PAE sont très intéressants et rivalisent avec l'état de l'art des amplificateurs de puissance de 10W dans la même gamme de fréquence en bande S. De plus, l'écart entre simulation et réalisation est très prometteur aussi (<5 points en PAE et 0.3 dB en puissance).

Les limitations de cette approche par rapport au modèle se trouvent sur la partie simulation de stabilité. En effet il n'est pas possible à l'heure actuelle de simuler la réponse de stabilité en dehors de la bande de fonctionnement. Une méthode d'identification de la réponse d'un modèle serait intéressante à mener pour pouvoir sonder les réponses situées en dessous de  $f_0/2$ .

Pour la partie conception, l'analogie entre l'adaptation faite par une classe J avec des éléments localisés L et C par des éléments distribués montre ici leur limite. Lorsque l'on veut augmenter la largeur de bande, le facteur de qualité n'est pas assez important ce qui limite le contrôle des impédances.



## **Conclusion générale**



Cette thèse s'inscrivant dans un contrat CIFRE, le but était de mettre au point une procédure rapide et efficace pour extraire des modèles de transistor en boîtier de façon automatique et dédiés à la conception d'amplificateurs de puissance large bande et haut rendement.

La technologie GaN, et plus particulièrement les transistors HEMT AlGaN/GaN permettant d'obtenir de fortes densités de courant ainsi que des tensions de claquage élevées, le choix s'est tout naturellement porté sur cette technologie pour la conception d'amplificateurs de puissance large bande en bande S.

Dans cette optique de développement, une étude des solutions existantes pour la modélisation des transistors a été faite, ainsi qu'une présentation des effets limitants. De plus, une étude des solutions apportées par la modélisation comportementale dédiée aux amplificateurs de puissance nous a permis de cerner les contours du nouveau modèle proposé dans cette thèse.

Par la suite, la genèse du modèle Multi-Harmonique Volterra (MHV) a été présentée, ainsi que son implémentation numérique et sa procédure d'extraction. Afin de valider cette nouvelle approche de modélisation, plusieurs modèles de transistor GaN en boîtier ont été extraits, en variant leur taille (10W et 100W) ainsi que leur mode de fonctionnement (mode continu ou mode impulsionnel). Les résultats obtenus sont très prometteurs, et nous ont permis de baser une conception d'amplificateurs de puissance large bande et haut rendement.

Pour finir, dans le but de valider le nouveau flot de conception, un amplificateur de puissance ( $\geq 10W$ ) et large bande ( $>20\%$  de bande relative) a été réalisé en utilisant une analogie de la classe J avec des éléments distribués (stub radial et ligne microstrip). Les résultats de mesures présentés dans la bande 1.8-2.6 GHz sont très intéressants, avec une puissance de sortie moyenne de 41 dBm, un rendement en puissance ajoutée de 65% et un gain en puissance de 13 dB. Cette réalisation fait parti dans cette bande de fréquence d'une des meilleurs performances en terme de rapport largeur de bande de fonctionnement/ haut rendement. De plus les prédictions du modèle par rapport aux mesures sont plutôt encourageant, avec une erreur maximum inférieur à 5 points sur la PAE et 0.5 dB sur la puissance de sortie.

## Perspectives :

Un des gros avantages du modèle MHV au delà du gain de temps d'extraction, est sa capacité à modéliser les effets de dispersion HF ainsi que les effets de pièges et les effets de thermiques lorsque ceux ci sont dans un régime établi (mode CW). Une voie de développement de ce modèle serait alors de prendre en compte les effets de mémoire BF de façon dynamique, à partir de mesures impulsionnelle ou de mesures petite raie grande raie présentée dans le modèle proposé par C.Quindroit. L'avantage serait d'augmenter ainsi les propriétés de généralité du modèle, et pourrait être utilisé dans le cas de signaux de type Radar ou télécom.

Pour la partie conception d'amplificateurs de puissance large bande et haut rendement, il semblerait que l'utilisation d'éléments L et C localisés soit la solution la plus pertinente. On pourrait donc imaginer d'augmenter l'ordre de ce filtre pour obtenir une largeur de bande plus intéressante. Pour finir, on pourrait aussi imaginer d'utiliser un élément permettant d'ajuster la valeur de C de façon dynamique et reconfigurable en fréquence afin d'adapter l'amplificateur sur une bande plus grande (Varactor, diode PIN, MEMS).

## **Bibliographie**



- [1] **M. S. Shur**, “*GaN and Related Materials for High Power Applications*,” in Symposium Proceedings of Material Research Society, Symposium E, Fall 1997.
- [2] **O. Jardel**, “*Contribution à la Modélisation des Transistors pour l’Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes. Développement d’un nouveau Modèle Electrothermique de HEMT AlGaN/GaN incluant les Effets de Pièges*”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, Avril 2008.
- [3] **W. Mickanin, P. Canfield, E. Finchem, and B. Odekirk**, “*Frequency-dependent transients in GaAs MESFETs: Process, geometry, and material effects*,” in GaAs IC Symp. Dig., 1989, pp. 211–214.
- [4] **R. Yeats, D. C. D’Avanzo, K. Chan, N. Fernandez, T. W. Taylor, C. Vogel**, “*Gate slow transients in GaAs MESFETs-causes, cures, and impact on circuits*,” in IEDM Tech. Dig., 1988, pp. 842–845.
- [5] **J. C. Huang, G. S. Jackson, S. Shanfield, A. Saledas, C. Weichert**, “*An AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistor with improved breakdown voltage for X and Ku-band power applications*,” IEEE Trans. Microwave Theory Techniques, vol. 41, pp. 752–759, 1993.
- [6] **S.C. Binari, K. Ikossi, J.A. Roussos, W. Kruppa, D. Park, H.B. Dietrich, D.D. Koleske, A.E. Wickenden, and R.L. Henry**, “*Trapping Effects and Microwave Power Performance in AlGaN/GaN HEMTs*,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, no. 3, p. 465, 2001.
- [7] **M. Shichman, A. Hodges**, “*Modeling and simulation of insulated gate field effect transistor switching circuits*” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-3, September 1968, pp. 285-289
- [8] **T. Taki** “*Approximation of junction Field-Effect transistor characteristics by a hyperbolic function*” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-13, October 1978, pp. 724-726
- [9] **W.R. Curtice** “*A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, N°5, May 1980, pp. 448- 456
- [10] **Q.Z. Liu** “*An accurate and simple large signal model of HEMT*” 1989 IEEE MTT-S Digest, pp. 463-466

[11] **A. Materka, T. Kacprzak** “*Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, N°2, February 1985, pp. 129-135

[12] **T. Kacprzak, A. Materka** “*Compact DC mode of GaAs FETs for large-signal computer calculation*” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-18, N°2, April 1983, pp. 211-213

[13] **Y. Tajima, P.D. Miller** “*Design of broad-band power GaAs FET amplifiers*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 32, N°3, March 1984, pp. 261-267

[14] **W.R. Curtice, M. Ettenberg** “*A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, N°12, December 1985, pp. 1383-1394

[15] **S.A. Maas, D. Neilson** “*Modeling MESFETs for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, N°12, December 1990, pp. 1964-1971

[16] **I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman** “*A new empirical model for HEMT and MESFET devices*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, December 1992, pp. 2258-2268

[17]. **I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia** “*Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model*” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 44, October 1996, pp. 1664- 1674

[18] **I. Angelov, V. Desmaris, K. Dynefors, P.Å. Nilsson, N. Rorsman, H. Zirath** “*On the large-signal modelling of AlGaIn/GaN HEMTs and SiC MESFETs*” 13th GAAS® Symposium-Paris, 2005

[19] **D.E. Root, S. Fan, J. Meyer** “*Technologie independent large signal non quasi-static FET models by direct construction from automatically characterized device data*” Proc. 21st European Microwave Conf., Vol. 2, September 1991, pp. 927-932

[20] **A. Santarelli, G. Zucchelli, R. Paganelli, G. Vannini, and F. Filicori**, «*Equivalent-voltage approach for modeling low-frequency dispersive effects*» microwave FETs, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 12 , 2002, pp 339–341.

[21] A. Santarelli, V. D. Giacomo, A. Raffo, F. Filicori, G. Vannini, R. Aubry, C. Gacquièr, C. « *Nonquasi-Static Large-Signal Model of GaN FETs Through an Equivalent Voltage Approach* ». International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering., 2007

[22] J.P. Teyssier, J.P. Viaud, R. Quéré "A new nonlinear  $I(V)$  model for FET devices including breakdown effects" IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 4, pp. 104-106, 1994

[23] Z. Ouarch, Z., Collantes, J.M., Teyssier, J.P., Quere, R. "Measurement based nonlinear electrothermal modeling of GaAs FET with dynamical trapping effects" (1998) IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2, pp. 599-602.

[24] K. Kunihiro, Y. Ohno "A Large-Signal Equivalent Circuit Model for Substrate-Induced Drain-Lag Phenomena in HJFET's," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 43, N°. 9, pp. 1336-1342, 1996.

[25] C. Lagarde. "Modélisation de transistor de puissance en technologie GaN : conception d'un amplificateur de type Doherty pour les émetteurs à puissance adaptative" Thèse de doctorat : électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2006.

[26] R.E. Leoni and al «A Phenomenologically based transient SPICE model for digitally modulated RF performance characteristics of GaAs MESFETs », *IEEE Trans. MTT*, vol. 49, no.6, June 2001

[27] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J.-C. Jacquet, C. Charbonniaud, J.-P. Teyssier, D. Floriot, R. Quere "An electrothermal model for AlGaIn/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55 (12), pp. 2660-2669, 2007

[28] O. Jardel, F. De Groote, C. Charbonniaud, T. Reveyrand, J.P. Teyssier, R. Quéré, D. Floriot, "A drain-lag model for AlGaIn/GaN power HEMTs" IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, art. no. 4263887, pp. 601-604, 2007.

[29] C. Charbonniaud, A. Xiong, S. Dellier, O. Jardel, R. Quéré, "A non linear power HEMT model operating in multi-bias conditions" European Microwave

Week 2010: Connecting the World, EuMIC 2010 - Conference Proceedings, art. no. 5613712, pp. 134-137, 2010

[30] <http://edadownload.soco.agilent.com/docs/icc2006/icref/icrefd.html>

[31] **J.Chéron, M.Campovecchio, D.Barataud, T.Reveyrand**, « *Harmonic Control In Package of Power GaN Transistors for High Efficiency and Wideband Performances in S-Band* ». EuMIC 2011

[32] **Pla, J. a, Aaen, P. H., & Mahalingam, M.** « *Equivalent-circuit modeling and verification of metal-ceramic packages for RF and microwave power transistors* ». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(6), 709-714, 1999.

[33] **Aaen, P. H., Pla, J. a, & Balanis, C. a.** « *On the development of CAD techniques suitable for the design of high-power RF transistors.* » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(10), 3067-3074, 2005

[34] **Larson, L., & Jessie, D.** « *Advances in RF packaging technologies for next-generation wireless communications applications* » Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003., (II), 323-330.

[35] **J.Verspecht and D. Root**, “Polyharmonic Distorsion Modeling”, IEEE Microwave Magazine, vol. 7, no 3, pp 44-57, June 2006

[36] **Myslinski, M.; Verbeyst, F.; Bossche, M.V.; Schreurs, D.**, « *S-functions extracted from narrow-band modulated large-signal network analyzer measurements* » Microwave Measurement Symposium, 2009 74th ARFTG

[37] **J.M.Horn et al**, “*X-Parameter Measurement and Simulation of a GSM Handset Amplifier*”, IEEE 3rd EUMIC conference EUMW 2008 AMSTERDAM

[38] **D.E.Root et al** “Device Modeling with NVNAs and X-parameters”, IEEE InMMIC April 2010 Goteborg

[39] **Horn, J., Root, D. E., & Simpson, G.** “GaN device modeling with X-parameters” Technical Digest - IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, CSICS 2010

[40] **M. Vanden Bossche**, « *Switching amplifier design with S-functions, using a ZVA-24 network analyser* », Workshop in ESA Microwave Technology and Techniques Workshop, 2010

[41] **M. Vanden Bossche**, « *Measurement-Based Behavioral Model under Mismatched Conditions* », Presentation available on <http://www.nmdg.be/files/MeasBasedBMunderMismatchedCond.pdf>

[42] **W.Demenitroux, C.Maziere, T.Gasseling, B.Gustavsen, M.Campovecchio, R.Quere**, « *A new multi-harmonic and bilateral behavioral model taking into account short term memory effect* ». European Microwave Week 2010, Conference Proceedings - European Microwave Conference, pp 473-476, ,EuMC 2010

[43] **M. Schetzen**, “*The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*” Krieger Publishing Company, Revised edition April 1, 2006.

[44] **N. Wiener** « *Nonlinear Problems in Random Theory* », The Technology Press, M.I.T. and John Wiley and Sons, Inc., New York, 1958.

[45] **M. Asdente, M.C. Pascussi, A.M. Ricca** « *Modified Volterra Wiener Functional Method for highly nonlinear Systems* », Alta Frequenza, vol. 45, n°12, pp. 756-759, December 1976.

[46] **F. Filicori, V.A. Monaco and al.**« *Mathematical Approach to Electron Device Modeling for nonlinear Microwave Circuit Design : State of Art and present Trends* », Invited paper, European Transactions on Telecommunications, vol. 1, n°6, pp. 641-654, November 1990.

[47] **F. Filicori, G. Vanini, V.A. Monaco** « *A nonlinear integral Model of Electron Devices* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, n°7, pp. 1456-1465, July 1992.

[48] **D. Mirri, F. Filicori, G. Luculano, G. Pasini, G.Vannini and al.** « *A modified Volterra Approach for nonlinear dynamic Systems Modeling* », IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 49, n°8, August 2002.

[49] **S. Hassouna, R. Ouvrard, P. Coirault** « *Continuous nonlinear System Identification using Volterra Series Expansion* », American Control Conference, Arlington, 2001.

[50] **G. Bibes, R. Ouvrard, P. Coirault** « *A Regularization Method for nonlinear inverse Problems by using a Volterra Model* », European Control Conference, Cambridge, U.K., 2003 .

[51] **N. Le 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.

[52] **A. Soury**, “*Modélisation des phénomènes de mémoire à long termes des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications*,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2002.

[53] **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.

[54] **Z. Madini-Zouine**, « *Caractérisation et modélisation des dynamiques non-linéaires dans les dispositifs pour systèmes de télécommunications : Cas de la pll et de l’amplificateur de puissance*, » Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.

[55] **C. Quindroit**, « *Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d’amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique* », Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.

[56] **F. Filicori and G. Vanini**, “*Mathematical approach to large signal modelling of electron devices*,” *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 357–359, Feb. 1991.

[57] **A. Soury, E. Ngoya, and J. Nébus**, “*A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects and transient behaviors in wideband SSPAs*,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 853–856, Jun. 2002, Seattle.

[58] **A. Soury, E. Ngoya, J. Nébus, and T. Reveyrand**, “*Measurement based modeling of power amplifiers for reliable design of modern communication systems*,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 795–798, Jun. 2003, Philadelphia.

[59] **C. Mazière, A. Soury, E. Ngoya, and J. Nébus**, “*A system level model of solid state amplifiers with memory based on a nonlinear feedback loop principle*,” *IEEE International European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 853–856, Oct. 2005, Paris.

[60] **A. Soury and E. Ngoya**, “*A two-kernel nonlinear impulse response model for hand- ling long term memory effects in rf and microwave solid state circuits*,” *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1105–1108, Jun. 2006, San Francisco.

[61] E. Ngoya, C. Quindroit, and J. Nébus, “Improvements on long term memory modeling in power amplifiers,” IEEE Int. Microwave Symp. Dig. vol. 2, pp. 1357–1360, Jun. 2009, Boston.

[62] : J.Verspecht et al “Extension of X-parameters to include long term dynamic memory effects” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2009, pp741-744, June 2009

[63] : J.Verspecht et al “A simplified Extension of X-parameters to describe memory effects for wideband modulated signals” ARFTG Spring 2010 Conference Digest

[64] : B. Gustavsen and A. Semlyen, “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, no 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999.

[65] : B. Gustavsen, “Improving the pole relocating properties of vector fitting,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, no 3, pp. 1587–1592, Jul. 2006.

[66] : [www.energy.sintef.no/produkt/VECTFIT/index.asp](http://www.energy.sintef.no/produkt/VECTFIT/index.asp)

[67] : C. Quindroit, E. Ngoya, A. Bennadji, and J. Nébus, “An orthogonal lookup-table decomposition for accurate imd prediction in power amplifier with memory,” IEEE Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp. 1437–1440, Jun. 2008, Atlanta.

[68] : T. Gasseling, “Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO” [En ligne]. Thèse de doctorat : électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2003.

[69] S.C.Cripps, “RF Power Amplifiers for Wireless Communications”, Artech House, second edition, 2006

[70] F.H Raab, Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, 49(6), p.1162-1166.

[71] N.O.Sokal, & A.D.Sokal,. Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 10(3), p.168-176, 1975.

[72] J.M Rollet, « Stability and power gain invariants of linear two ports », IRE Trans. On Circuit Theory, pp. 29-32, 1962.

[73] J.M. Collantes et al. “*Monte-Carlo Stability Analysis of Microwave Amplifiers*”, 12th IEEE Wireless and Microwave Technology Conference, April 2011, Florida.

[74] A. Anakabe et al. “*Automatic Pole-Zero Identification for Multivariable Large-Signal Stability Analysis of RF and Microwave Circuits*”, European Microwave Conference, September 2010, Paris.

[75] J.M. Collantes et al. “*Expanding the Capabilities of Pole-Zero Identification Techniques for Stability Analysis*”, IEEE Microwave Theory and Techniques International Symposium, June 2009, Boston.

[76] M.P Van der Heijden. et al., “*A compact 12-watt high-efficiency 2.1- 2.7 GHz class-E GaN HEMT power amplifier for base stations,*” in MTT '09, June 2009, Boston

[77] P. Wright, J. Lees, P. Tasker, J. Benedikt, S. C. Cripps, “*An efficient, linear, broadband class-J-mode PA realised using RF waveform engineering,*” 2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, pp. 1721-1724, June 2009.

[78] P.Wright et al., “*An efficient, linear, broadband class-J-mode PA realised using RF waveform engineering,*” in MTT'09, 2009, p.653.

[79] D. Yu-Ting Wu, “*Design of a broadband and highly efficient 45 W GaN Power Amplifier via Simplified Real Frequency Technique*”, IMS 2010 Boston

[80] A.Ramadan, T. Reveyrand, A.Marti, J.M Nebus, P.Bouysse, L.Lapierre et al. “*Two-Stage GaN HEMT Amplifier With Gate–Source Voltage Shaping for Efficiency Versus Bandwidth Enhancements*”. IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, 59(3), 699-706., 2011.

## Publication et Communications relatives à ce travail

[P1] W. Demenitroux, C. Mazière, T. Gasseling, B. Gustavsen, M. Campovecchio, R. Quéré, “*A New Multi-harmonic and Bilateral Behavioral Model Taking into account Short term memory effect*”, EUMW 2010 Paris

[P2] W. Demenitroux, C. Mazière, J-P. Teyssier, “*Time domain measurements for HPA behavioral modeling*”, Workshop WHW01 EUMW 2010 Paris

[P3] W. Demenitroux, C. Mazière, E. Gatard, S. Dellier, C. Saboureau, M. Campovecchio, R. Quéré, “*A New Multi-Harmonic Volterra Model dedicated to GaN Packaged Transistor or SSPA for Pulse Application*», IMS 2011 Baltimore

[P4] W. Demenitroux, C. Mazière, E. Gatard, S. Dellier, M. Campovecchio, R. Quéré, “*Design d’un Amplificateur Ultra Large Bande Haut Rendement à l’aide d’un Modèle Comportemental de Transistor en Boitier*», JNM 2011 Brest

[P5] W. Demenitroux, C. Mazière, M. Campovecchio, R. Quéré, “*A New Design Flow for Wideband and Highly Efficient Power Amplifiers with GaN packaged transistors using Multi-Harmonic Volterra Model*», EUMW 2011 Manchester

[P6] W. Demenitroux, C. Mazière, T. Gasseling, E. Gatard, M. Campovecchio, R. Quéré, “*A New Design Flow Based on Multi-Harmonic Behavioral Modeling for Wideband and Efficient GaN High Power Amplifier used in Pulsed Mode*», Attente d’acceptation a la revue IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Special Issue on Power Amplifiers.

## Autres Publications

[C1] J.Cheron, M.Campovecchio, D.Barataud, T.Reveyrand, W.Demenitroux, M.Stanislawiak, P.Eudeline, D.Floriot, « *Mise en œuvre d'un boîtier d'un transistor GaN optimisé haut rendement(70% PAE) et large bande (1 GHz) en bande S*», JNM 2011, Brest

[C2] J.Cheron, M.Campovecchio, D.Barataud, T.Reveyrand, M.Stanislawiak, P.Eudeline, D.Floriot, W.Demenitroux, « *Design and Modeling Method of Package for Power GaN HEMTs to Limit the Input Matching Sensitivity* », INMMIC 2011 Vienne

[C3] J.Cheron, M.Campovecchio, D.Barataud, T.Reveyrand, M.Stanislawiak, P.Eudeline, D.Floriot, W.Demenitroux, « *Harmonic Control In Package of Power GaN Transistors for High Efficiency and Wideband Performances in S-Band* », EUMW 2011 Manchester

---

---

---

**CARACTERISATION AVANCEE ET NOUVELLES METHODOLOGIES DE MODELISATION DES TECHNOLOGIES GAN POUR LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE ET HAUT RENDEMENT AUX FREQUENCES RF ET MICROONDES**

**Résumé :**

Haut rendement, forte linéarité et large bande de fonctionnement sont les points clés de la conception d'amplificateur de puissance d'aujourd'hui. De plus, de nombreux amplificateurs de puissance sont développés en technologie hybride utilisant des transistors en boîtier, rajoutant une difficulté supplémentaire pour extraire des modèles CAO fiables pour concevoir ces amplificateurs. Le sujet de cette thèse est de proposer une nouvelle méthodologie de modélisation de transistors en boîtier, rapide, automatique et dédiée à la conception d'amplificateurs de puissance large bande et haut rendement. Pour cela, un nouveau modèle comportemental de transistor est proposé, avec une méthode innovante d'extraction. Pour valider le nouveau flot de conception basé sur des modèles comportementaux de transistors, l'étude aboutit à un démonstrateur en technologie GaN présentant un rendement en puissance ajoutée moyen de 65%, une puissance de sortie moyenne de 41 dBm et un gain en puissance moyen de 13 dB sur 36% de bande relative autour de 2.2 GHz.

**Mots clés :** Modélisation comportementale de transistor, Effets de mémoires, Amplification de puissance, Haut rendement, Large bande, Nitrure de gallium, Mesures Load-Pull temporelles.

**ADVANCED CHARACTERIZATION AND NEW MODELLING METHODOLOGY OF GAN DEVICES DEDICATED TO DESIGN WIDEBAND AND HIGHLY EFFICIENT POWER AMPLIFIER AT RF AND MICROWAVES FREQUENCIES.**

**Abstract:**

Highly efficient, high linearity and wideband are the keyword of the new power amplifier in telecom nowadays. Thus, more and more power amplifiers are developed using packaged transistor, adding a difficulty to extract reliable CAD models for designing these amplifiers. The topic of this thesis is to propose a new methodology for modeling packaged transistor, fast, accurate automatic and dedicated to the design of wideband and highly efficient power amplifiers. A new behavioral model of packaged transistor is proposed, using an innovative method of extraction. In order to validate the new design flow approach, the study results in a GaN wideband and highly efficient power amplifier presenting a mean PAE of 65%, a mean output power of 41 dBm and a mean power gain of de 13 dB over 36% of relative bandwidth around 2.2 GHz.

**Keyword:** Behavioral model of transistor, Memory effects, Power amplifier, Highly efficient, Wideband, GaN, Time domain Load-Pull

---