

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

Par

Damien DUCATTEAU

Caractérisation non linéaire et analyse de transistors à effet de champ pour applications hyperfréquences dans le domaine temporel.

Soutenance devant la commission d'examen le 22 Septembre 2008.

<i>Membres du Jury :</i>	M.M	A. CAPPY	Président
		C. GAQUIERE	Directeur de thèse
		D. THERON	Co-directeur de thèse
	Mme	D. SCHREURS	Rapporteur
	M.M	E. BERGEAULT	Rapporteur
		J.L. MURARO	Examineur
		P. LE HELLEYE	Examineur
		F. MEDJDOUB	Examineur

*A mon épouse Marie
et mes trois filles Elodie, Clémence et Charlotte
qui ont eu beaucoup de patience,*

A mes parents,

A mon grand-père Jules Margerin,

Remerciements.

Ce travail de thèse a été réalisé à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN), dirigé par Monsieur le Professeur Alain Cappy.

Je remercie vivement le Professeur Alain Cappy de m'avoir accordé sa confiance en m'autorisant à préparer une thèse à l'IEMN en parallèle de mon travail d'Ingénieur de Recherche. J'espère avoir été digne de sa confiance et que mes quelques travaux de recherche auront valorisé l'image de l'IEMN.

J'exprime toute ma reconnaissance à mes deux directeurs de thèses, le Professeur Christophe Gaquière Professeur à l'université de Lille 1 et Didier Théron, directeur de recherche au CNRS pour leur disponibilité et leur confiance qu'ils m'ont accordée durant ces années de thèse. Je tiens à les remercier de m'avoir fait découvrir avec passion et dynamisme le monde de la recherche. Cela, je pense m'aidera beaucoup dans mon travail d'Ingénieur de recherche et dans ma fonction de responsable de la centrale de caractérisation.

Mes remerciements vont aussi à Madame Dominique Schreurs, Professeur à l'Université Catholique de Leuven, qui me fait l'honneur d'examiner ce travail de recherche. Je la remercie plus particulièrement pour les différents échanges que nous avons eus lors de nos différentes collaborations scientifiques.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Eric Bergeault, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) qui me fait l'honneur de juger ce travail et d'en être rapporteur.

Mes remerciements vont également à Messieurs Jean Luc Muraro, Ingénieur chez Thales Alenia Space; Patrice Le Helleye, Ingénieur à la Délégation Générale pour l'Armement et Farid Medjdoub, chercheur à l'IMEC; qui me font l'honneur de participer à la commission d'examen.

J'adresse tout particulièrement un grand merci à l'ensemble des ingénieurs de la centrale de caractérisation, Mesdames Elisabeth Delos et Sylvie Lepilliet et Messieurs Julien Fontaine et Pascal Delemotte. Sans leurs disponibilités, compétences et expériences, je ne serais pas arrivé à ce niveau d'expertise. De plus, grâce à leur dévouement et passion, ils contribuent à la bonne réputation et image de la centrale de caractérisation de l'IEMN au

niveau national et international.

J'adresse aussi un vif remerciement à tout le personnel de l'IEMN qui m'a d'une manière ou d'une autre aidé à un quelconque moment dans mes travaux de recherche.

J'adresse un vif remerciement aux trois mousquetaires de la « start-up » MC², pour les nombreuses discussions et échanges fructueux concernant la caractérisation hyperfréquence. Je leur souhaite longue vie à leur entreprise.

Enfin, j'adresse un remerciement tout particulier à mon épouse, Marie qui a accepté que je me lance dans ce projet et cette grande aventure. Aussi, je remercie vivement mes trois filles Elodie, Clémence et Charlotte d'avoir été patientes durant ces années de thèse. Beaucoup de week-ends ont été consacrés à la réalisation de cette thèse. J'espère pouvoir maintenant être plus disponible.

Table des matières.

INTRODUCTION GENERALE	19
CHAPITRE 1 :	23
MESURES NON LINEAIRES AUX FREQUENCES MICRO-ONDES	23
1.1 INTRODUCTION	24
1.2 MESURES HYPERFREQUENCES EN REGIME LINEAIRE	24
1.2.1 Présentation générale de l'analyseur de réseau	24
1.2.2 Etalonnage de l'analyseur de réseau	26
1.3 MESURES HYPERFREQUENCES EN REGIME NON LINEAIRE	28
1.3.1 Prototypé de Markku Sipilä	30
1.3.2 Prototypé de Urs LOTT	34
1.3.3. Prototypé de Günter KOMPA	36
1.4 CONCLUSION	40
1.5 ANNEXE	41
1.6 BIBLIOGRAPHIE	53
CHAPITRE 2 :	55
MISE EN ŒUVRE ET VALIDATION DE L'ANALYSEUR DE RESEAU VECTORIEL NON LINEAIRE	55
2.1 INTRODUCTION	56
2.2 DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE L'ANALYSEUR DE RESEAU VECTORIEL NON LINEAIRE	56
2.2.1 Description générale	56
2.2.2 Principe de fonctionnement et description de l'architecture de l'instrument	58
2.2.2.1 La source hyperfréquence	60
2.2.2.2 Le test set MT4466	60
2.2.2.3 Le « sampling converter » MT4464	61
2.2.2.4 La carte d'acquisition	63
2.3 ÉTALONNAGE DE L'ANALYSEUR DE RESEAU VECTORIEL NON LINEAIRE	63
2.3.1 Présentation générale de l'étalonnage	63
2.3.2 Etalonnage pour les applications en structure coaxiale	66
2.3.3 Etalonnage pour les applications sous pointes	70
2.3.4 Générateur d'impulsions étalon	74
2.4 ESTIMATION DES PERFORMANCES ET VALIDATION DES MESURES DE L'ANALYSEUR DE RESEAU VECTORIEL NON LINEAIRE	75
2.4.1 Comparaison et confrontation des mesures effectuées par l'analyseur de réseau non linéaire en mode VNA à celles d'un analyseur de réseau usuel	76
2.4.1.1 Comparaison des mesures effectuées sur une ligne de transmission sans perte	76
2.4.1.2 Comparaison des mesures effectuées sur un filtre	78

2.4.1.3 Comparaison des mesures réalisées sur un adaptateur d'impédance.....	80
2.4.1.4 Comparaison des mesures effectuées sur un dispositif actif.....	82
2.4.2 LSNA en configuration analyseur de réseau non linéaire.....	84
2.4.2.1 Comparaison des Modèles d'erreur du LSNA et d'un analyseur de réseau vectoriel.....	84
2.4.2.2 Estimation de la dynamique de mesure du LSNA.....	88
2.4.3 Comparaison et confrontation des mesures non linéaires de différents laboratoires.....	90
2.6 CONCLUSION.....	98
2.7 BIBLIOGRAPHIE.....	99
CHAPITRE 3 :	103
DEVELOPPEMENT D'UN ANALYSEUR DE RESEAU NON LINEAIRE A CHARGE ACTIVE AUX FREQUENCES MICRO-ONDES.....	103
3.1 INTRODUCTION.....	104
3.2 DIFFERENTES TECHNIQUES DE MESURES DE TYPE LOAD-PULL.....	105
3.2.1 Banc à adaptateur passif.....	105
3.2.2 Banc à adaptateur à diodes PIN.....	109
3.2.3 Banc à charge active de type TAKAYAMA utilisant un générateur indépendant.....	110
3.2.4 Banc à charge active utilisant la technique de la boucle active.....	112
3.3 DEVELOPPEMENT D'UN ANALYSEUR DE RESEAU NON LINEAIRE A CHARGE ACTIVE.....	113
3.3.1 Description de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active.....	113
3.3.2 Application à la caractérisation des composants.....	115
3.3.3 Etude et estimation de l'incertitude de mesure en charge active.....	119
3.3.4 Etude de l'erreur provoquée par le logiciel de synthèse de la charge active.....	124
3.3.5 Validation expérimentale : comparaison des mesures non linéaires à un modèle électrique non linéaire.....	129
3.3.5.1 Description du modèle électrique non linéaire.....	129
3.3.5.2 Comparaison modèle électrique et mesures non linéaires.....	131
3.4 CONCLUSION.....	134
3.5 ANNEXE.....	135
3.6 BIBLIOGRAPHIE.....	137
CHAPITRE 4 :	141
ETUDE ET CARACTERISATION DE L'IONISATION PAR IMPACT DANS LE DOMAINE TEMPOREL EN REGIME GRAND SIGNAL SUR LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP A HETEROJONCTION.....	141
4.1 INTRODUCTION.....	142
4.2 MECANISME DE CLAQUAGE DANS UN TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP.....	143
4.2.1 Mécanisme de l'effet tunnel.....	144
4.2.1.1 Effet tunnel de la bande de valence à la bande de conduction.....	144
4.2.1.2 Effet tunnel à travers la barrière Schottky.....	145
4.2.2 Mécanisme d'ionisation par impact.....	146

4.2.3 Effets de claquage dans les transistors à effet de champ à contact schottky.....	147
4.3 ETUDES EXPERIMENTALES DES PHENOMENES DE CLAQUAGE DANS UN TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP.	
.....	149
4.3.1 Le composant étudié.....	149
4.3.2 Effet de l'ionisation par impact sur les caractéristiques statiques.....	149
4.3.3 Effet de l'ionisation par impact sur les mesures petit signal.....	154
4.3.4 Caractérisation de l'ionisation par impact en régime grand signal dans le domaine temporel.....	157
4.4 INTERPRETATION ET MODELISATION DE L'IONISATION PAR IMPACT D'UN TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP	
HEMT EN REGIME GRAND SIGNAL.....	160
4.4.1 Description et réalisation du modèle non linéaire du transistor HEMT en l'absence d'ionisation par	
impact.....	161
4.4.1.1 Détermination des éléments extrinsèques.....	162
4.4.1.2 Détermination des éléments intrinsèques.....	163
4.4.2 Comparaison entre les mesures au LSNA et le modèle non linéaire du transistor HEMT.....	164
4.4.3 Modélisation de l'ionisation par impact dans un transistor HEMT en régime non linéaire.....	173
4.4.3.1 Choix et mise en œuvre de la topologie du modèle électrique.....	173
4.4.3.2 Mise en œuvre du modèle électrique.....	175
4.4.3.3 Validation du modèle électrique.....	176
4.5 CONCLUSION.....	181
4.6 ANNEXES.....	182
4.7 BIBLIOGRAPHIE.....	192
CHAPITRE 5 :	195
ANALYSE TEMPORELLE DES EFFETS LIMITATIFS EN REGIME GRAND SIGNAL DES TRANSISTORS HEMT	
DE LA FILIERE ALINN/GAN SUR SUBSTRAT SIC.....	195
5.1 INTRODUCTION.....	196
5.2 ETUDE EXPERIMENTALE.....	198
5.2.1 Description du composant étudié.....	198
5.2.2 Caractérisation statique.....	199
5.2.3 Caractérisation petit signal.....	200
5.2.4 Caractérisation en mode pulsé.....	201
5.2.4.1 Description du banc de mesure en impulsions.....	201
5.2.4.2 Description et analyse des mesures pulsées.....	205
5.2.4.2.1 Echantillon n°1 : composant non passivé.....	205
5.2.4.2.2 Echantillon n°2 : composant passivé sans prétraitement.....	206
5.2.4.2.3 Echantillon n°3 : composant passivé avec un prétraitement de NH ₃ durant 3 minutes.....	207
5.2.5 Caractérisation non linéaire.....	209
5.2.5.1 Echantillon n°2 : composant passivé sans prétraitement.....	210
5.2.5.2 Echantillon n°3 : composant passivé avec un prétraitement de NH ₃ durant 3 minutes.....	213
5.2.5 Etude et analyse des effets de pièges.....	217
5.3 CONCLUSION.....	221

5.4 ANNEXE	223
5.5 BIBLIOGRAPHIE.....	225
CONCLUSION GENERALE.....	229
LISTE DES PUBLICATIONS.....	235

Table des figures.

Figure 1.1 : Graphe de fluence d'un quadripôle.	25
Figure 1.2 : Architecture simplifiée de l'analyseur de réseau [2].	26
Figure 1.3 : Représentation de la séquence de mesure d'un analyseur de réseau (modèle d'erreur 12 termes) caractérisant un quadripôle [2].	27
Figure 1.4 : Synoptique simplifié du système de caractérisation non linéaire de Markkù SIPILÄ.	31
Figure 1.5 : Synoptique simplifié du système de caractérisation non linéaire de Urs LOTT.	35
Figure 1.6 : Synoptique simplifié du système de caractérisation non linéaire de Günter KOMPA.	38
Figure 1.7 : Evolution de la tension V_{GS} et du courant I_G hyperfréquences dans le domaine temporel d'un transistor MESFET NE 71000 à la fréquence fondamentale $F_0=3\text{GHz}$ pour différents niveaux de puissance incidente à la polarisation $V_{DS0}=2\text{Volts}$, $V_{GS0}=0.3\text{Volt}$ et $I_{DS0}=63\text{mA}$ [9].	39
Figure 1.8 : Représentation du modèle d'erreur avec 12 termes en mode « Forward » d'un analyseur de réseau [2].	41
Figure 1.9 : Représentation du modèle d'erreur avec 12 termes en mode « Reverse » d'un analyseur de réseau [2].	41
Figure 1.10 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel.	45
Figure 1.11 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration oscilloscope à échantillonnage.	45
Figure 1.12 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel.	46
Figure 1.13 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel (voies récepteurs inversés).	47
Figure 1.14 : Montage avec deux câbles de longueur électrique identique.	48
Figure 1. 15 : Montage pour déterminer le coefficient C^N avec deux câbles identiques.	50
Figure 2.1 : Photo de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire MT4463 de la société MAURY Microwave.	57
Figure 2.2 : Architecture simplifiée du système de caractérisation non linéaire MT4463 de la société MAURY Microwave.	59
Figure 2.3 : Architecture détaillée du test set 40GHz MT4466 [18].	61
Figure 2.4 : Architecture du « sampling converter » et synoptique détaillé d'une des quatre voies de conversion.	62
Figure 2.5 : Etalonnage relatif (SOLT) en structure coaxiale [18].	67
Figure 2.6 : Modèle d'erreur lors de l'étalonnage en puissance [18].	68
Figure 2.7 : Modèle d'erreur lors de l'étalonnage en phase [18].	69
Figure 2.8 : Représentation des différents plans de référence.	71
Figure 2.9 : Représentation temporelle et spectrale du signal de sortie du générateur d'impulsions étalon. ...	74
Figure 2.10 : Synoptique du générateur d'impulsions étalon.	75

Figure 2.11 : Caractérisation de la ligne de transmission par l'analyseur de réseau usuel (VNA).	77
Figure 2.12 : Caractérisation de la ligne de transmission par le LSNA.	77
Figure 2.13 : Coefficients de réflexion du filtre passe-bas Mini-Circuit mesurés avec un VNA et un LSNA.	78
Figure 2.14 : Paramètres de transmission du filtre passe-bas Mini-Circuit mesurés avec un VNA et un LSNA.	79
Figure 2.15 : Représentation de l'erreur maximale de mesure sur la phase du coefficient de réflexion en fonction de la charge présentée d'après la documentation technique du VNA de la société AGILENT à 6GHz. Représentation de l'écart de mesure de la phase du coefficient de réflexion entre le VNA et le LSNA en fonction de la charge présentée.	81
Figure 2.16 : Représentation de l'erreur maximale de mesure sur le module du coefficient de réflexion en fonction de la charge présentée d'après la documentation technique du VNA de la société AGILENT à 6GHz. Représentation de l'écart de mesure du module du coefficient de réflexion entre le VNA et le LSNA en fonction de la charge présentée.	82
Figure 2.17 : Comparaison des quatre paramètres de dispersion en module (dB) et en phase (deg) mesurés par le VNA (courbes bleues) et le LSNA (croix rouges) sur un transistor HEMT de la filière GaN, $2 \times 50 \times 0.15 \mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=15\text{Volts}$ et $V_{GS}=-3\text{Volts}$	83
Figure 2.18 : Graphe de fluence du modèle à 8 termes d'erreur de l'analyseur de réseau vectoriel usuel.	85
Figure 2.19 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel du LSNA.	85
Figure 2.20 : Comparaison des termes d'erreurs (directivité, désadaptation de source et réponse en fréquence) des deux instruments LSNA et VNA.	87
Figure 2.21 : Comparaison du niveau de puissance du bruit du récepteur a_1 en fonction de la fréquence et pour trois configurations de RBW (« resolution Band Width »).	89
Figure 2.22 : Représentation de l'erreur de mesure d'une ligne de transmission en fonction de la puissance incidente et de la fréquence pour une RBW (« resolution Band Width ») de 100Hz.	90
Figure 2.23 : Amplificateur AG201-63, de la société Watkins-Johnson.	90
Figure 2.24 : Sur la colonne de gauche, le niveau de puissance de l'onde b_2 en fonction de la puissance incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques. Sur la colonne de droite, la différence de mesure de l'onde b_2 en amplitude (linéaire) de chaque partenaire par rapport au partenaire G en fonction du niveau de puissance de l'onde incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques.	94
Figure 2.25 : Sur la colonne de gauche, la phase de l'onde b_2 (degré) en fonction de la puissance incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques. Sur la colonne de droite, la différence de mesure en phase entre les mesures effectuées par chaque partenaire par rapport au partenaire G en fonction du niveau de puissance de l'onde incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques.	95
Figure 2.26 : Evolution du Module du Vecteur Erreur de l'onde b_1 et b_2 en fonction de la puissance incidente.	97
Figure 3.1 : Ligne de transmission 50 ohms avec le slug d'un adaptateur d'impédance passif.	106
Figure 3.2 : Intégration de deux tuners sur le port d'entrée et de sortie du LSNA.	107

Figure 3.3 : Influence des pertes d'insertion du câble et de la pointe coplanaire sur les performances en coefficient de réflexion.	109
Figure 3.4 : Synoptique simplifié d'un banc à charge active de type TAKAYAMA utilisant une source hyperfréquence indépendante.	110
Figure 3.5 : Graphe de fluence représentant l'impédance de charge présentée au dispositif sous test (les deux générateurs sont supposés fermés sur 50 ohms.	111
Figure 3.6 : Synoptique simplifié d'un banc à charge active utilisant le principe de la boucle active.	112
Figure 3.7 : Synoptique simplifié de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active.	114
Figure 3.8 : Evolution de la puissance de sortie, du gain en puissance et du rendement à puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée absorbée d'un transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour $V_{DS}=20V$ et $V_{GS}=-5V$	117
Figure 3.9 : Evolution des courants de grille et de drain en fonction de la puissance d'entrée absorbée d'un transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour $V_{DS}=20V$ et $V_{GS}=-5V$	117
Figure 3.10 : Confrontation des mesures pulsées $I_{DS}=f(V_{DS})$ au point de repos ($V_{DS0}=20V$; $V_{GS0}=-5V$) aux évolutions temporelles à 4GHz du courant de drain en fonction de la tension drain source pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée absorbée par le transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour $V_{DS}=20V$ et $V_{GS}=-5V$	118
Figure 3.11 : Evolution de la puissance de sortie à 4GHz en fonction de la charge présentée en sortie du transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour un niveau constant de la puissance d'entrée absorbée de +12dBm et pour $V_{DS}=20V$ et $V_{GS}=-5V$	119
Figure 3.12 : Etude de calibrage à 4GHz pour différents coefficients de réflexion.	120
Figure 3.13 : Evolution de l'incertitude de mesure entre les deux coefficients de réflexion en amplitude et en phase en fonction de l'impédance de charge.	121
Figure 3.14 : Calcul du module du vecteur erreur pour le coefficient de réflexion.	121
Figure 3.15 : Evolution du module vecteur erreur (EVM) sur le coefficient de réflexion en fonction de l'impédance de charge.	122
Figure 3.16 : Evolution de l'incertitude du gain en puissance G_p en fonction de l'impédance de charge.	123
Figure 3.17 : Evolution de l'incertitude du gain en puissance G_p en fonction de la puissance incidente pour différentes impédances de charge.	124
Figure 3.18 : Représentation vectorielle du vecteur erreur EVM en fonction de la tolérance $\Delta\rho$ sur le module et $\Delta\phi$ sur la phase.	125
Figure 3.19 : Evolution du module du vecteur erreur (EVM) en fonction de la charge présentée. Courbes oranges : $\Delta\phi = 4\text{deg}$, courbes bleues : $\Delta\phi = 2\text{deg}$, courbes vertes : $\Delta\phi = 1\text{deg}$, courbes violettes : $\Delta\phi = 0.5\text{deg}$ et $\Delta\rho$ variant ayant pour valeurs : 0.04, 0.02, 0.01 et 0.005.	128
Figure 3.20 : Evolution des résistances d'accès drain et source en fonction de la tension drain source (point de repos des mesures pulsées).	130
Figure 3.21 : Courbes bleues : Mesures du courant de drain I_D fonction de la tension V_{DS} en régime pulsé pour le point de repos ($V_{DS0}, V_{GS0}) = (20V, -6V)$, la tension V_{GS} instantannée allant de -9 V à +1 V par pas de 1V. Ellipses de charge I_{DS} fonction de V_{DS} , pour $Z_{LOAD} = 62 + j 160$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ pour plusieurs niveaux de puissance injectée. Triangle : mesures LSNA à charge active et trait plein : modèle électrique.	132

Figure 3.22 : Ellipses de source I_{GS} fonction de V_{GS} , pour $Z_{LOAD} = 62 + j 160$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ pour plusieurs niveaux de puissance injectée.	132
Figure 3.23 : Ellipses de transconductance I_{DS} fonction de V_{GS} , pour $Z_{LOAD} = 62 + j 160$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ pour plusieurs niveaux de puissance injectée.	133
Figure 3.24 : Evolution de la puissance de sortie, du gain en puissance et du rendement à puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée absorbée par le transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu m^2$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ et pour $Z_{LOAD} = 62 + j 160$	133
Figure 3.25 : Représentation du vecteur erreur EVM en fonction de la tolérance $\Delta\rho$ sur le module et $\Delta\phi$ sur la phase.	135
Figure 4.1 : Comportement d'un électron en l'absence et en présence d'un champ électrique [7].	144
Figure 4.2 : Représentation spatiale de l'effet tunnel dans le Si [7].	145
Figure 4.3 : Représentation de l'effet tunnel dans le diagramme énergétique [7].	145
Figure 4.4 : Représentation simplifiée de l'effet tunnel assisté thermiquement dans une jonction Schottky polarisée en inverse.	146
Figure 4.5 : Représentation « balistique » du phénomène d'ionisation par impact dans le Si [7].	146
Figure 4.6 : Représentation du phénomène d'ionisation par impact dans le diagramme énergétique [7].	147
Figure 4.7 : Structure schématique du HEMT AlGaAs/GaInAs pseudomorphique à simple plan de dopage.	149
Figure 4.8 : Réseau de caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ pour le composant PHEMT, de développement $4 \times 50 \times 0.15 \mu m^2$, V_{GS} allant de $-0.8V$ à $+0.6V$, par pas de $0.2V$	150
Figure 4.9 : Réseau de caractéristique $I_G = f(V_{GS})$ pour le composant PHEMT, de développement $4 \times 50 \times 0.15 \mu m^2$, V_{DS} allant de $+2.5V$ à $+4V$, par pas de $0.5V$	152
Figure 4.10 : Réseau de caractéristique $G_m = f(V_{GS})$ pour le composant PHEMT, de développement $4 \times 50 \times 0.15 \mu m^2$, V_{DS} allant de $+2.5V$ à $+4V$, par pas de $0.5V$	153
Figure 4.11 : En couleur bleu, le réseau de caractéristique, $I_D = f(V_{DS})$ avec V_{GS} allant de $-1V$ à $+0.4V$, par pas de $0.2V$. En couleur rouge, le réseau de caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ pour différents courants I_G constants variant de $-20\mu A$ à $-120\mu A$, par pas de $20\mu A$	154
Figure 4.12 : Paramètres de dispersion du composant PHEMT, de développement $4 \times 50 \times 0.15 \mu m^2$ mesurés entre $250MHz$ et $40GHz$ pour deux polarisations : $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.1V$ (colonne de gauche) et $V_{DS}=4V$ et $V_{GS}=-0.1V$ (colonne de droite).	156
Figure 4.13 : En vert, l'ellipse de source $I_G = f(V_{GS})$ pour une configuration standard du LSNA, au point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$. En orange, l'ellipse de charge $I_G = f(V_{GS})$, en configuration « ionisation » du LSNA, pour le point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$	158
Figure 4.14 : Le réseau de caractéristique en couleur bleu, $I_D = f(V_{DS})$ pour V_{GS} allant de $-1V$ à $+0.4V$, par pas de $0.2V$. En couleur rouge, le réseau de caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ pour différents courants I_G constants variant de $-20\mu A$ à $-120\mu A$, par pas de $20\mu A$. En vert, l'ellipse de charge $I_D = f(V_{DS})$, pour une configuration standard du LSNA (impédance $50\ ohms$) au point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$. En orange, l'ellipse de source $I_D = f(V_{DS})$, pour une configuration « ionisation » du LSNA, pour le point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$	158
Figure 4.15 : Configuration expérimentale de l'analyseur de réseau non linéaire en mesure « ionisation ». ...	159

Figure 4.16 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences mesurées à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ avec ionisation par impact.	160
Figure 4.17 : Localisation physique des différents éléments constituant le schéma équivalent d'un transistor à effet de champ.	162
Figure 4.18 : Confrontation des paramètres de dispersion mesurés (ronds rouges) et simulés (courbes bleues) pour le point de polarisation $V_{DS}=2.5\text{V}$ et $V_{GS}=-0.2\text{V}$	164
Figure 4.19 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ sans ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.	166
Figure 4.20 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ sans ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.	166
Figure 4.21 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ en présence d'ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.	168
Figure 4.22 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ avec ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.	168
Figure 4.23 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ en présence d'ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.	170
Figure 4.24 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ en présence d'ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.	170
Figure 4.25 : Méthode et principe de « deembedding » permettant de déterminer la contribution du courant d'ionisation par impact à la caractéristique temporelle du transistor.	171
Figure 4.26 : Courants intrinsèques d'ionisation par impact à 600MHz sur l'entrée et la sortie du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$	172
Figure 4.27 : Evolution du courant d'ionisation par impact du côté grille (losange bleu) et drain (carré rose) en régime dynamique en fonction de la fréquence du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ et pour une même tension crête maximale de 4.5Volts.	172
Figure 4.28 : Schéma équivalent intrinsèque d'un transistor HEMT utilisé par Ralf Reuter pour intégrer la dépendance fréquentiel de l'ionisation par impact [15].	173
Figure 4.29 : Schéma électrique équivalent du transistor HEMT tenant en compte l'ionisation par impact.	174
Figure 4.30 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.	177
Figure 4.31 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.	177

Figure 4.32 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.	178
Figure 4.33 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ avec ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.	178
Figure 4.34 : Courants intrinsèques d'ionisation par impact à 600MHz sur l'entrée et la sortie du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.	179
Figure 4.35 : Modélisation du transistor HEMT, pour les fréquences inférieures à quelques GHz en polarisation froide ($V_{DS}=0V$) et pour $V_{GS} \ll V_p$	182
Figure 4.36 : Confrontation des caractéristiques I-V pulsées mesurées (ronds rouges) et simulées (courbes bleues) pour V_{GS} allant de $-1V$ à $+0.3V$ par pas de $0.1V$ et pour V_{DS} allant de 0 à $2.8V$ par pas de $0.2V$	185
Figure 4.37 : Méthode d'extraction du schéma équivalent électrique des transistors à effet de champ.	186
Figure 4.38 : Schéma électrique équivalent du transistor HEMT tenant en compte l'ionisation par impact.	190
Figure 5.1 : Représentation de la structure du HEMT AlInN/GaN sur substrat SiC.	198
Figure 5.2 : Synoptique du banc de mesures statique et hyperfréquence en mode pulsé.	202
Figure 5.3 : Schématisation des impulsions de drain et de grille.	203
Figure 5.4 : Mesures pulsées d'un HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ non passivé, pour trois points de repos $(0,0)$, $(0, V \text{ pincement})$ et $(20V, V \text{ pincement})$. V_{GS} instantané allant de -4Volts à $+1\text{Volt}$ par pas de 1Volt	205
Figure 5.5 : Mesures pulsées d'un HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ avec passivation SiN et pour trois points de repos $(0,0)$, $(0, V \text{ pincement})$ et $(20V, V \text{ pincement})$. V_{GS} allant de -4Volts à $+2\text{Volts}$ par pas de 2Volts	207
Figure 5.6 : Mesures pulsées d'un HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ avec passivation SiN et 3 minutes de prétraitement en surface NH_3 et pour trois points de repos $(0,0)$, $(0, V \text{ pincement})$ et $(20V, V \text{ pincement})$. V_{GS} allant de -4Volts à $+2\text{Volts}$ par pas de 2Volts	208
Figure 5.7 : Evolution de la puissance de sortie, du gain transducteur G_T et du rendement en puissance ajoutée PAE en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=20\text{Volts}$ et $V_{GS}=-1\text{Volt}$ et pour une charge $\Gamma_{LOAD} = 0.6_{20\text{deg}}$ sur l'échantillon n°2 avec passivation standard SiN et sans prétraitement de surface.	211
Figure 5.8 : Evolution des courants de drain et de grille en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=20\text{Volts}$ et $V_{GS}=-1\text{Volt}$ et pour une charge $\Gamma_{LOAD} = 0.6_{20\text{deg}}$ sur l'échantillon n°2 avec passivation standard SiN et sans prétraitement de surface.	211
Figure 5.9 : Confrontation des mesures pulsées au point de repos $(20V, V \text{ pincement})$ aux ellipses de charge obtenues pour une impédance de charge $\Gamma_{LOAD}=0.6_{20\text{deg}}$ sur un transistor HEMT AlInN/GaN	

<i>2*50*0.25μm², polarisé à V_{DS}=20Volts et V_{GS}=-1Volt, de l'échantillon n°2 avec une passivation SiN sans prétraitement.</i>	213
<i>Figure 5.10 : Evolution de la puissance de sortie, du gain transducteur G_T et du rendement en puissance ajoutée PAE en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, 2*50*0.25μm² polarisé à V_{DS}=20Volts et V_{GS}=-1Volt et pour une charge Γ_{LOAD} = 0.68_12deg sur l'échantillon n°3 avec passivation SiN et un prétraitement de surface NH₃.</i>	215
<i>Figure 5.11 : Evolution des courants de drain et de grille en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, 2*50*0.25μm² polarisé à V_{DS}=20Volts et V_{GS}=-1Volt et pour une charge Γ_{LOAD} = 0.68_12deg sur l'échantillon n°3 avec passivation SiN et un prétraitement de surface NH₃.</i>	215
<i>Figure 5.12 : Confrontation des mesures pulsées au point de repos (20V, Vpincement) aux ellipses de charge obtenues pour une impédance de charge Γ_{LOAD}=0.6_20deg sur un transistor HEMT AlInN/GaN 2*50*0.25μm², polarisé à V_{DS}=20Volts et V_{GS}=-1Volt, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH₃.</i>	216
<i>Figure 5.13 : Concept de la grille virtuelle.</i>	218
<i>Figure 5.14 : Evolution des paramètres de dispersion S11 et S22 entre 10MHz et 6GHz du transistor HEMT AlInN/GaN 2*50*0.25μm², polarisé à V_{DS}=5Volts et V_{GS}=+2Volt, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH₃.</i>	220
<i>Figure 5.15 : Evolution du paramètre de dispersion S21 entre 10MHz et 6GHz du transistor HEMT AlInN/GaN 2*50*0.25μm², polarisé à V_{DS}=5Volts et V_{GS}=+2Volt, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH₃.</i>	220
<i>Figure 5.16 : Evolution du temps de transition en fonction de la tension drain source du transistor HEMT AlInN/GaN 2*50*0.25μm², de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH₃.</i>	221
<i>Figure 5.17 : Représentation de l'excursion maximale du courant de drain et de l'excursion maximale en tension autour d'un point de polarisation en classe A lorsque le transistor est chargé par une impédance réelle optimale.</i>	223

Table des tableaux.

<i>Tableau 1.1 : Synthèse des différents types de caractérisation hyperfréquence en régime grand signal.</i>	<i>29</i>
<i>Tableau 2.1 : Comparaison des principales caractéristiques techniques des instruments non linéaires des différents partenaires du réseau d'excellence TARGET.</i>	<i>92</i>
<i>Tableau 4.1 : Valeur des différents coefficients du modèle d'ionisation par impact.</i>	<i>176</i>
<i>Tableau 5.1 : Synthèse des principales caractéristiques électriques statiques des transistors $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ sur les trois échantillons (valeur moyenne – dispersion des résultats).</i>	<i>200</i>
<i>Tableau 5.1 : Synthèse des principales caractéristiques hyperfréquences petit signal des transistors $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ sur les trois échantillons (valeur moyenne – dispersion des résultats).</i>	<i>200</i>

INTRODUCTION GENERALE.

De nos jours, les systèmes électroniques modernes fonctionnant dans la gamme des hyperfréquences destinés aux télécommunications par satellite et aux applications radar deviennent de plus en plus complexes et sont en constante amélioration. En effet, ils font souvent appel aux dernières techniques de modulation et traitements numériques pour obtenir des débits de l'information les plus élevés possible. Ces systèmes électroniques sont donc sensibles aux non linéarités. De plus, pour des raisons de coût, le temps nécessaire pour leur conception et pour leur mise au point doit être réduit au minimum. Pour cela, les ingénieurs ont besoin d'utiliser des modèles électriques précis et prenant en compte les comportements linéaires et non linéaires de chaque sous-ensemble tels que les amplificateurs de puissance, les mélangeurs, etc. Afin d'élaborer ces modèles non linéaires et de vérifier leur validité, des mesures non linéaires sont absolument nécessaires.

Pour pouvoir réaliser ces systèmes électroniques, les spécifications électriques des modules hyperfréquences qui les constituent doivent offrir des performances en terme de fréquence, de puissance, de rendement et de linéarité de plus en plus contraignantes. Pour cela, les ingénieurs et chercheurs doivent améliorer la qualité des matériaux, optimiser les procédés technologiques de fabrication et de modélisation afin d'obtenir des transistors et des circuits répondant aux exigences techniques requises pour ces systèmes électroniques. Il est donc nécessaire d'effectuer une caractérisation électrique complète des transistors afin d'effectuer un retour technologique le plus précis possible. Dans le cas des transistors de puissance, la caractérisation non linéaire est une étape indispensable afin de mieux comprendre et appréhender les effets limitatifs et d'optimiser la conception de composants.

Au laboratoire, avant le démarrage de cette thèse, la caractérisation grand signal s'effectuait à l'aide de banc de mesures de type « load-pull », uniquement au voisinage de la fréquence fondamentale (mesures bitons et Noise « Power Ratio »), dans une gamme de fréquence allant de quelques GHz à 100GHz. Toutefois, l'émergence de ces nouveaux besoins a conduit, il y a quatre ans, à équiper la centrale de caractérisation de l'IEMN d'un analyseur de réseau non linéaire. Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse a été de mettre en œuvre cet équipement, de valider les mesures provenant de cet instrument et de développer des outils d'analyse dans le domaine temporel afin de mieux appréhender les effets limitatifs des transistors à effet de champ aux fréquences micro-ondes.

Ce mémoire est divisé en cinq parties.

Le premier chapitre a pour objectif de montrer l'importance de la caractérisation hyperfréquence et plus particulièrement la caractérisation non linéaire lors de la conception de circuits actifs. Pour cela, nous verrons dans un premier temps que pour les nouvelles applications hyperfréquences, la caractérisation en régime petit signal n'est pas suffisante et qu'elle nécessite des caractérisations non linéaires. Enfin, nous effectuerons une étude bibliographique et une analyse des principaux systèmes de caractérisation hyperfréquences non linéaires existants et qui ont été précurseurs dans ce domaine.

Le deuxième chapitre décrit le principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire et sa mise en œuvre. Pour cela, nous nous attacherons dans un premier temps, à décrire les différentes parties de cet équipement, pour ensuite détailler le principe d'étalonnage hyperfréquence non linéaire pour les applications en structure coaxiale et sous pointes hyperfréquences. Ensuite, afin d'évaluer les performances de cet équipement, nous comparerons des mesures provenant de l'analyseur de réseau non linéaire à celles d'un analyseur de réseau vectoriel conventionnel sur des dispositifs de référence connus, passifs et actifs. En complément, dans le cadre de collaborations européennes, (réseau d'excellence TARGET), des confrontations de mesures non linéaires effectuées sur un même composant et provenant de différents laboratoires de recherche seront présentées. Cette étude nous a ainsi permis de valider la précision des mesures non linéaires jusqu'à la fréquence maximale d'utilisation de notre système (20GHz) et dans un environnement d'impédance adapté 50 ohms.

Le troisième chapitre présente le fonctionnement de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active développé au laboratoire dans le cadre de cette thèse. Avant de réaliser des mesures non linéaires, une étude et une estimation de la précision de mesure seront présentées afin de connaître les limitations et la précision de mesure de ce banc à charge active. Pour compléter cette partie, nous présenterons une étude supplémentaire des paramètres du logiciel de synthèse d'impédance dont l'objectif est d'optimiser aux mieux les paramètres de tolérance en fonction des zones d'impédance de charge désirée. Enfin, afin de valider expérimentalement notre banc à charge active, nous avons confronté les mesures non linéaires effectuées avec notre équipement à des résultats de simulations électriques sur un composant de référence.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude expérimentale, dans le domaine temporel, des effets limitatifs de l'ionisation par impact sur les transistors à effet de champ à hétérojonction de la filière GaAs. Après des rappels sur le mécanisme physique de l'ionisation

par impact et de ses conséquences sur les paramètres électriques du transistor, nous présenterons les différentes techniques expérimentales mises en oeuvre pour cette étude complète. Elle inclut de la caractérisation en régime statique, des mesures en régime petit signal dans le domaine fréquentiel et de la caractérisation en régime grand signal dans le domaine temporel. Pour finir, un modèle électrique non linéaire permettant de rendre compte des effets observés à l'analyseur de réseau non linéaire sera décrit et discuté.

Enfin, le cinquième et dernier chapitre est consacré à une étude expérimentale de passivation et de prétraitement de surface effectuée sur des transistors HEMT à hétérostructure $Al_{0.81}In_{0.19}N/GaN$. Tout d'abord, nous précisons les paramètres technologiques des composants étudiés ainsi que la passivation et le prétraitement effectués. Puis, les résultats expérimentaux seront présentés à travers différentes mesures électriques statiques en régime continu et pulsé et des mesures hyperfréquences en régime petit et grand signal. Dans ce dernier chapitre, nous verrons l'avantage d'utiliser l'analyseur de réseau non linéaire à charge active pour étudier l'influence de la passivation et du prétraitement de surface sur le comportement et les performances en puissance. En confrontant les mesures provenant de l'analyseur de réseau non linéaire aux mesures statiques en régime pulsé, nous mettrons en évidence une des limitations du banc I(V) en régime pulsé. Pour terminer, nous discutons sur la localisation des pièges et de leur dynamique.

CHAPITRE 1 :
Mesures non linéaires aux fréquences micro-
ondes.

1.1 Introduction.

L'objectif de ce premier chapitre est de faire un état de l'art de la caractérisation hyperfréquence et plus particulièrement la caractérisation non linéaire pour la conception de circuits actifs. En effet, les ingénieurs ont besoin de connaître les formes d'ondes des tensions et courants hyperfréquences aux différents accès du dispositif sous test afin d'optimiser la conception des circuits ou de mieux comprendre les effets limitatifs des transistors.

Dans le cadre de ce travail, nous nous focaliserons plus spécifiquement à la conception de transistor. Pour cela, dans un premier temps, nous rappellerons l'importance de la mesure des paramètres de dispersions des transistors afin d'effectuer un retour technologique. Même si ce type de caractérisation petit signal a fortement contribué à l'amélioration des transistors conventionnels, nous verrons que pour les nouvelles applications hyperfréquences, la caractérisation non linéaire est une nécessité.

C'est la raison pour laquelle depuis ces dernières années, des recherches sont menées pour développer de nouveaux systèmes de mesure répondant aux besoins de caractérisation non linéaire. Dans un deuxième temps, nous présenterons ces besoins, puis nous ferons un peu d'histoire à travers une étude bibliographique des principaux systèmes de caractérisation hyperfréquence non linéaire existants qui ont fait avancer la communauté internationale dans le domaine de caractérisation non linéaire. Pour finir, nous résumerons les principaux systèmes de caractérisation non linéaire avec leurs avantages et inconvénients.

1.2 Mesures hyperfréquences en régime linéaire.

1.2.1 Présentation générale de l'analyseur de réseau.

Au commencement des premiers circuits micro-ondes, dans les années 1970, les ingénieurs ont fait appel aux paramètres de dispersion pour caractériser et mettre au point les systèmes électroniques hautes fréquences. En effet, dans le domaine des basses fréquences, c'est-à-dire inférieures à 200MHz, les dispositifs électroniques peuvent parfaitement être caractérisés en connaissant les différents courants et tensions sur chaque port du système. En ce qui concerne les fréquences micro-ondes, c'est-à-dire supérieures à 1 GHz, les notions de tension et courant deviennent difficiles à exploiter et à mesurer. Les paramètres de dispersion sont donc très utilisés en hyperfréquence pour décrire le comportement électrique hyperfréquence de *circuits linéaires* en fonction du signal d'entrée et des impédances de source

et de charge. Ils relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif. Dans le cas d'un quadripôle, les paramètres S_{ij} sont définis par les relations matricielles suivantes :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

S_{11} et S_{22} sont les coefficients de réflexion, tandis que S_{12} et S_{21} sont des coefficients de transmission. La figure 1.1 représente le graphe de fluence d'un quadripôle. a_1 et a_2 sont respectivement les ondes incidentes sur le port 1 et 2, tandis que b_1 et b_2 sont les ondes réfléchies sur le port 1 et 2.

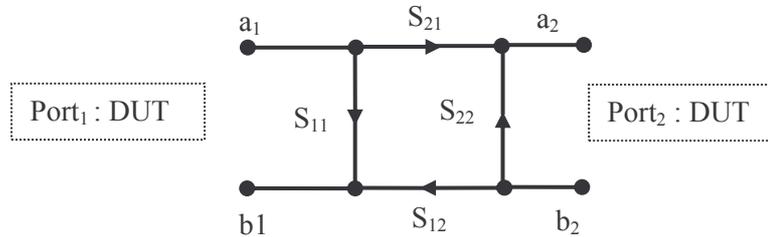


Figure 1.1 : Graphe de fluence d'un quadripôle.

Par définition, nous pouvons voir au travers des équations (1.2), (1.3), (1.4) et (1.5) que ces paramètres de dispersion sont des rapports d'ondes complexes à une fréquence donnée. Ceci implique que les paramètres de dispersion sont valides uniquement pour des circuits électriques fonctionnant en régime linéaire.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1.2)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1.3)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (1.4)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (1.5)$$

Les paramètres de dispersion du quadripôle dépendent de la fréquence et peuvent être caractérisés grâce à un analyseur de réseau. Son architecture simplifiée est représentée figure 1.2. Il est constitué d'une source hyperfréquence, d'un « transfert switch » et d'un pont de réflectométrie permettant de séparer les ondes incidente et réfléchie.

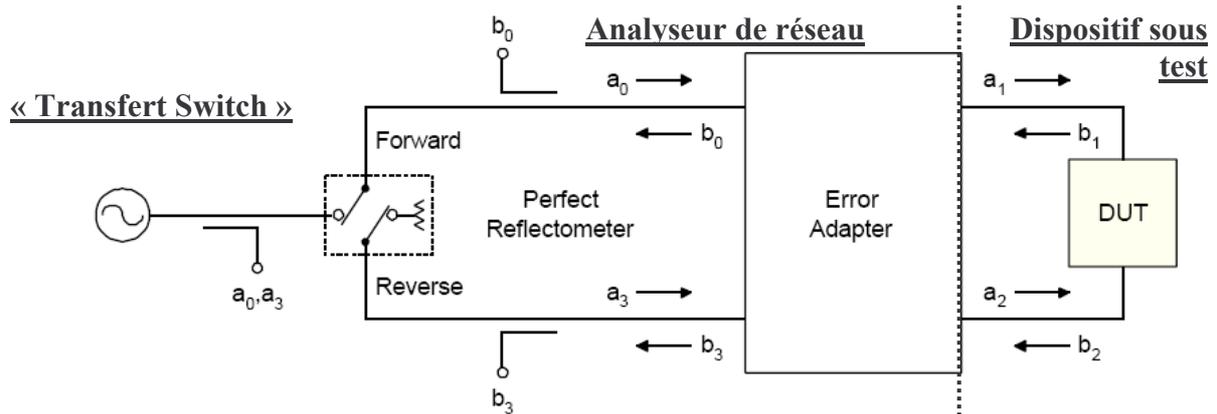


Figure 1.2 : Architecture simplifiée de l'analyseur de réseau [2].

1.2.2 Etalonnage de l'analyseur de réseau.

Pour effectuer des mesures avec cet équipement, il est nécessaire d'effectuer un étalonnage au préalable afin de corriger et de minimiser les erreurs systématiques dues aux imperfections du système de mesure (directivité, perte des câbles, désadaptation de source...). L'objectif de cet étalonnage est de ramener le plan de la mesure dans des plans de référence du dispositif sous test. Un calibrage hyperfréquence est donc nécessaire. Depuis plusieurs années les techniques d'étalonnage des analyseurs de réseau usuels ont été développées et sont actuellement bien connues [1] et [2].

La figure 1.3 montre la séquence de mesure d'un analyseur de réseau dans le cas d'un quadripôle. La première étape consiste à injecter une onde incidente sur le port 1 en plaçant une charge adaptée sur le port 2 afin d'annuler l'onde a_2 . Cette étape s'appelle communément le mode « forward ». Inversement, la deuxième étape consiste à placer une charge adaptée sur le port 1 afin de d'annuler l'onde a_1 et à injecter le signal hyperfréquence sur le port 2. Cette étape s'appelle communément le mode « Reverse ». Seulement après ces deux étapes, nous pouvons calculer les paramètres de dispersion dans le plan du dispositif sous test en appliquant les équations correspondantes au modèle d'erreur. Dans le cas d'un modèle d'erreur à 12 termes, les équations reliant les ondes de puissance mesurées aux ondes de puissance dans le plan du dispositif sous test sont données en annexe 1.1.

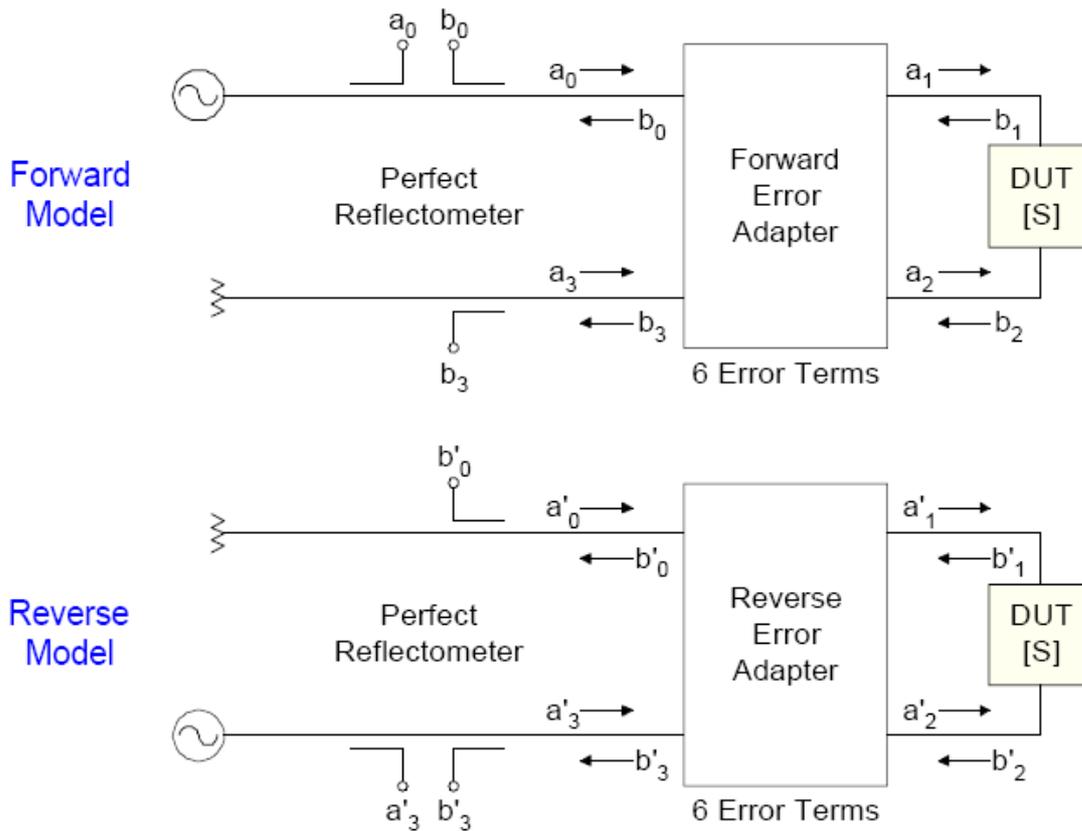


Figure 1.3 : Représentation de la séquence de mesure d'un analyseur de réseau (modèle d'erreur 12 termes) caractérisant un quadripôle [2].

Aujourd'hui, l'analyseur de réseau permet d'effectuer une caractérisation des paramètres de dispersion dans une très large gamme de fréquence, allant de quelques dizaines de MHz jusqu'à 325GHz pour des mesures sous pointes coplanaires et jusqu'à 500GHz pour des mesures en structure guidée.

A partir de ces mesures, il est possible de déterminer les performances des dispositifs hyperfréquences passifs et actifs en régime linéaire. Pour les circuits actifs, à partir de ces mesures, nous pouvons connaître les différents gains et fréquences de coupure du composant, ainsi que le schéma électrique équivalent localisé [3] et établir ainsi des modèles électriques linéaires. Ces mesures et ces analyses permettent aux ingénieurs et chercheurs d'effectuer un retour technologique afin de mieux comprendre les limitations et d'améliorer les paramètres technologiques des différentes filières de composant. Ce type d'équipement a donc fortement contribué à l'amélioration et à l'optimisation des composants, aujourd'hui conventionnels tels que les transistors à effet de champ GaAs, ainsi que les composants à hétérostructures *AlInAs/GaInAs/InP* et *AlGaN/GaN* mais aussi à des filières plus exploratoires comme *AlInN/GaN* et les nanodispositifs.

Néanmoins, pour les applications non linéaires comme l'amplification de puissance, les applications mélangeur et multiplicateur de fréquence, les paramètres de dispersion ne sont pas suffisants. Nous allons maintenant dans le paragraphe suivant regarder les différentes techniques de mesures non linéaires.

1.3 Mesures hyperfréquences en régime non linéaire.

La quantification des performances des transistors de puissance ainsi que la validation ou l'élaboration des modèles électriques non linéaires nécessitent des bancs de caractérisation non linéaires. Ces bancs de mesures doivent permettre de caractériser le dispositif sous test dans les conditions les plus proches possibles de la réalité et du fonctionnement du transistor afin de connaître les performances en puissance, en rendement et en linéarité en fonction des impédances de charge présentées en sortie du transistor sur les premiers harmoniques. Afin de connaître précisément le comportement non linéaire du transistor, cet équipement de caractérisation doit permettre la **mesure absolue en amplitude et en phase** des grandeurs complexes tels que les ondes de puissance ou les tensions et courants hyperfréquences à l'entrée et en sortie du dispositif sous test dans le **domaine temporel**. Ces données de mesure dans le domaine temporel permettent de mieux comprendre les phénomènes limitatifs du transistor tels que les pièges dans le semiconducteur et nous permettent donc d'effectuer un retour technologique. Ce type d'étude sera abordé dans les chapitres 4 et 5 de cette thèse.

C'est la raison pour laquelle, depuis plus de vingt ans, des laboratoires de recherche ont développé différents systèmes de caractérisation non linéaire. Le tableau 1.1 résume les principaux systèmes de caractérisation en régime grand signal existants à l'heure actuelle avec leurs avantages et inconvénients. Pour connaître les performances en puissance des transistors (puissance maximale de sortie, gain en puissance, rendement...), les premiers bancs de mesures en régime grand signal utilisaient comme système d'acquisition des sondes de puissance large bande [4] et [5]. Associés à des tuners passifs permettaient de faire varier l'impédance de charge en sortie du transistor. Ce type de banc est largement décrit dans le chapitre 3 de cette thèse. L'avantage principal de ce type de banc réside dans sa simplicité et son faible coût. Néanmoins, ces systèmes de caractérisation effectuent uniquement des mesures scalaires et de ce fait ne donne que peu d'information pour les concepteurs.

L'intégration de l'analyseur de spectre dans ce type de banc « load-pull » permet de connaître le spectre du signal en sortie du transistor. Les premières mesures d'intermodulation ont donc été réalisées. La caractérisation des points à 1 dB de compression et d'interception d'ordre 3 permet d'avoir une information qualitative sur le comportement non linéaire du dispositif sous test. Malgré cela, ces informations sont insuffisantes pour les concepteurs.

Type de Banc	Complexité	Avantages	Inconvénients
Mesures scalaires (sonde de puissance)	--	<ul style="list-style-type: none"> ▪ simple à mettre en œuvre. ▪ possibilité de faire varier l'impédance de charge (tuner). ▪ Faible coût. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ pas d'information sur le spectre du signal. ▪ pas de mesure des tensions et courants hyperfréquences. <p>⇒ Analyse difficile.</p>
Mesures scalaires (analyseur de spectre)	-	<ul style="list-style-type: none"> ▪ simple à mettre en œuvre. ▪ possibilité de faire varier l'impédance de charge (tuner). ▪ Faible coût. ▪ Mesures d'intermodulation. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ pas de mesure des tensions et courants hyperfréquences. ▪ spectre uniquement en amplitude. <p>⇒ Analyse difficile</p>
Mesures à charge active	+	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Mesures vectorielles à la fréquence fondamentale. ▪ Possibilité de réaliser des impédances à forts coefficients de réflexion. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas de mesure d'intermodulation. <p>⇒ Analyse difficile</p>
Analyseur de réseau non linéaire (temporel ou fréquentiel).	++	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Mesures des tensions et courants hyperfréquences. ▪ Spectre des tensions et courants en amplitude et en phase. ▪ Possibilité de faire varier l'impédance de charge (tuner ou charge active). ▪ Etalonnage absolu en puissance et en phase. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Difficulté de mise en œuvre. ▪ Coût élevé.

Tableau 1.1 : Synthèse des différents types de caractérisation hyperfréquence en régime grand signal.

En 1976, TAKAYAMA a été le premier à développer un banc à charge active [6]. Ce type de banc est complètement décrit dans le chapitre 3. Un des avantages de ce type de banc est de réaliser de forts coefficients de réflexion en sortie du transistor, mais aussi d'effectuer des mesures vectorielles. Cet aspect est particulièrement intéressant pour les mesures sous pointes hyperfréquences. Ce type de banc est plus complexe à mettre en œuvre et n'effectue des

mesures vectorielles qu'à la fréquence fondamentale. De plus, les mesures provenant de ces équipements ne suffisent pas pour valider et mettre en œuvre des modèles non linéaires car les courants et tensions hyperfréquences à l'entrée et en sortie du dispositif sous test ne sont pas connus.

Pour répondre à ces besoins, des analyseurs de réseau non linéaires permettent d'obtenir les courants et tensions hyperfréquences dans le domaine temporel ou bien dans le domaine spectral. Ce type d'équipement a l'avantage d'effectuer des mesures vectorielles avec un étalonnage hyperfréquence absolu en puissance et en phase. Ainsi, il est possible d'effectuer des mesures de type « load-pull » soit en intégrant un adaptateur d'impédance passif, soit en appliquant la technique de charge active. Ce point sera largement abordé dans le chapitre 3. Actuellement, l'analyseur de réseau non linéaire le plus répandu est le LSNA de la société MAURY. Néanmoins, les sociétés Agilent et Rohde&Schwarz développent également ce type d'instrument en modifiant l'architecture et le logiciel d'un analyseur de réseau usuel quatre ports.

Dans cette partie, nous présenterons les principaux systèmes de caractérisation hyperfréquences non linéaires qui sont successivement apparus. Ces systèmes de mesures non linéaires considérés permettent d'obtenir les tensions et courants hyperfréquences. Le premier système, développé par Markku Sipilä est basé sur une approche temporelle, tandis que le deuxième système, développé par Urs Lott est basé sur une approche fréquentielle. Le dernier système présenté est principalement basé sur une approche temporelle et présente un étalonnage hyperfréquence de bonne qualité.

1.3.1 Prototype de Markku Sipilä.

A notre connaissance, les chercheurs de l'équipe de Markku Sipilä furent les premiers en 1988, à développer un système de mesures hyperfréquences non linéaires *dans le domaine temporel*, afin de déterminer les différentes formes d'ondes aux bornes d'un dispositif actif chargé sous 50 ohms [8]. Un synoptique simplifié du système de mesure est représenté figure 1.4

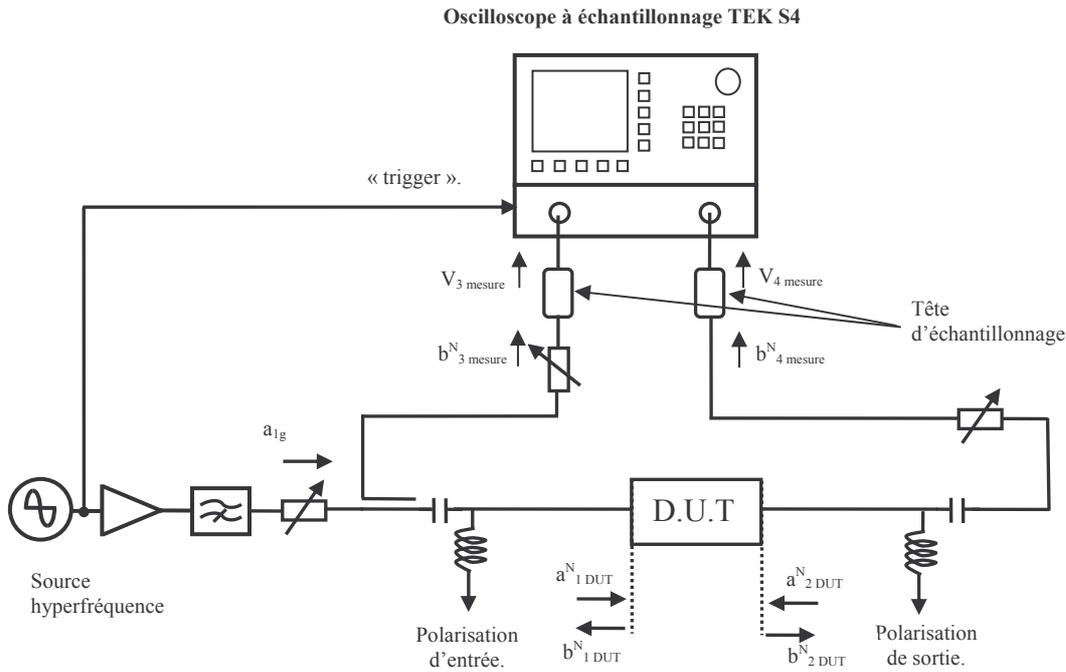


Figure 1.4 : Synoptique simplifié du système de caractérisation non linéaire de Markkii SIPILÄ.

Ce système de mesure permet l'analyse des ondes de puissance dans le domaine temporel, en utilisant un oscilloscope à échantillonnage TEKTRONIX S-4 comme système d'acquisition. Cet oscilloscope possède deux têtes d'échantillonnage, dont la bande passante est limitée à 14GHz. Le test set est constitué d'un coupleur unidirectionnel permettant une mesure de puissance de l'onde réfléchie à l'entrée du dispositif sous test, de deux circuits de polarisation et de deux atténuateurs en vue de protéger les têtes d'échantillonnage. Un synthétiseur de fréquence est utilisé pour injecter l'onde de puissance incidente vers le dispositif sous test. Une partie de cette puissance incidente est prélevée en vue de l'envoyer vers l'entrée « trigger » de l'oscilloscope afin de déclencher ce dernier. Un filtre bande étroite est placé derrière la source hyperfréquence afin d'améliorer sa pureté spectrale en éliminant les harmoniques générés par celle-ci ou par un éventuel amplificateur de puissance.

M. SIPILÄ associe à ce système de mesures hyperfréquences un étalonnage des différentes ondes de puissance dans le domaine fréquentiel. Après un calcul de transformée de Fourier inverse, cette procédure d'étalonnage lui permet de connaître les tensions $v(t)$ et courants $i(t)$ dans les différents plans de référence du dispositif sous test. Afin de simplifier la procédure d'étalonnage, M.SIPILÄ fait les hypothèses suivantes :

- ✓ Les impédances des têtes échantillonnages et du générateur sont parfaitement adaptées et connues pour toutes les fréquences.

- ✓ Grâce à l'utilisation d'un filtre passe-bas en sortie de l'amplificateur, les harmoniques générés par la source hyperfréquence sont négligeables.
- ✓ Le gain des têtes d'échantillonnage est indépendant de la fréquence. D'après la documentation technique, cette hypothèse peut être vérifiée si les fréquences harmoniques sont très inférieures à la bande passante des têtes d'échantillonnage qui est de l'ordre de 14GHz. Il en est de même pour la réponse de la phase des têtes d'échantillonnage en fonction de la fréquence.
- ✓ Les têtes d'échantillonnage doivent fonctionner dans leur zone linéaire. Pour cela, un atténuateur variable est placé à l'entrée de chaque tête d'échantillonnage.
- ✓ L'isolation entre les ports d'entrée et de sortie du test set doit être suffisante. Les paramètres de dispersion des circuits de polarisation et du coupleur d'entrée peuvent donc être caractérisés avec un analyseur de réseau vectoriel usuel 2 ports afin de connaître les termes d'erreurs des accès d'entrée et de sortie du test set.
- ✓ La charge présentée par la sortie du dispositif sous test ne doit pas affecter le fonctionnement de la tête d'échantillonnage de la voie B. Pour cela, un atténuateur ou un isolateur peut améliorer l'adaptation d'impédance et réaliser cette fonction.

L'étalonnage du système consiste dans un premier temps à caractériser et à mesurer les paramètres de dispersion S_{ij} de la chaîne de mesures d'entrée et de sortie à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel usuel. La seconde étape consiste elle, à déterminer l'onde incidente a_1 . En effet, la figure 1.4 nous montre que le test-set ne peut pas prélever l'onde incidente dans le plan du dispositif sous test. Pour pallier à cette lacune, un étalon parfaitement connu comme un court-circuit est connecté dans le plan de référence d'entrée du dispositif sous test. Une acquisition de l'onde réfléchie est ensuite réalisée pour chaque niveau de puissance incidente. Connaissant la valeur du coefficient de réflexion du court-circuit et l'onde réfléchie b_1 , l'onde incidente peut être déduite. Il est important de noter que l'amplitude de cette onde de puissance doit rester identique pendant toute la procédure d'étalonnage, mais surtout pendant la caractérisation des formes d'ondes temporelles du dispositif sous test.

Une fois l'étalonnage hyperfréquence effectué, la procédure de mesure des formes d'ondes temporelles est la suivante :

1. Mesure des tensions $V_{3 \text{ mesure}}(t)$ et $V_{4 \text{ mesure}}(t)$ dans le domaine temporel à l'aide de l'oscilloscope à échantillonnage.

2. Calcul des composantes spectrales $V_{3_mesure}(n, f)$ et $V_{4_mesure}(n, f)$ par transformée de Fourier discrète.
3. Calcul des ondes de puissance associées à ces tensions :

$$b_{3_mesure}^N(f) = \frac{V_{3_mesure}^N(f)}{\sqrt{2Z_0}} \quad (\text{Valeur crête}) \quad (1.2)$$

$$b_{5_mesure}^N(f) = \frac{V_{5_mesure}^N(f)}{\sqrt{2Z_0}} \quad (\text{Valeur crête}) \quad (1.3)$$

4. Afin d'obtenir les différents spectres des ondes de puissance $a_2^N(f)$, $b_2^N(f)$, $a_4^N(f)$ et $b_4^N(f)$ dans le plan du dispositif sous test, on applique les formules de correction aux formes d'ondes mesurées $b_{3_mesure}^N(f)$ et $b_{5_mesure}^N(f)$.
5. Calcul du spectre des tensions et courants dans le plan du D.U.T :

$$V_1^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_2^N + b_2^N) \quad (1.4)$$

$$I_1^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_2^N - b_2^N) \quad (1.5)$$

$$V_2^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_4^N + b_4^N) \quad (1.6)$$

$$I_2^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_4^N - b_4^N) \quad (1.7)$$

6. Calcul des formes d'ondes temporelles $V_1(t)$, $i_1(t)$, $V_2(t)$ et $i_2(t)$ par transformée de Fourier inverse.

Un des avantages de ce système de caractérisation temporelle hyperfréquence est sa simplicité de mise en œuvre. Néanmoins, il comporte de nombreuses limitations :

- ✓ La caractérisation non linéaire est effectuée uniquement dans un environnement 50ohms. De plus, il n'est pas possible d'exciter simultanément le dispositif sous test par les deux accès du test set. Il n'est donc pas envisageable d'effectuer des mesures de type « loadpull » à charge active.
- ✓ Le signal d'excitation utilisé pour caractériser le dispositif sous test est limité à un signal périodique (« Continuous Wave »). Cette limitation est due à l'utilisation de l'oscilloscope à échantillonnage comme unité d'acquisition. Toutes autres mesures avec des signaux plus élaborés comme les mesures multi porteuses se révèlent impossible.
- ✓ L'étalonnage de ce système de mesure s'appuie sur de nombreuses hypothèses décrites précédemment, qui sont parfois critiquables. En effet, il est difficile

d'admettre que les têtes d'échantillonnage sont supposées parfaites et qu'elles n'aient pas de réponse en fréquence et en phase. Cet étalonnage ne prend donc pas en compte les distorsions d'amplitude et de phase.

- ✓ L'étalonnage de ce système nécessite de nombreux montages et démontages du test set d'entrée afin de caractériser ce dernier.
- ✓ Le manque de stabilité de l'entrée « trigger » d'un oscilloscope à échantillonnage rend difficile la caractérisation pour des fréquences fondamentales supérieures à 5GHz. Ce problème est parfaitement décrit par Günter KOMPA [9].
- ✓ Il est nécessaire de procéder à un étalonnage pour chaque niveau de puissance afin de connaître parfaitement le niveau de la puissance incidente. Cette procédure augmente considérablement le temps nécessaire à la caractérisation d'un dispositif.
- ✓ L'oscilloscope à échantillonnage est un instrument par définition lent car son principe de fonctionnement est basé sur « l'échantillonnage par entrelacement » et les fréquences d'échantillonnage sont de l'ordre du KHz. De plus, afin d'améliorer la faible dynamique de mesure de l'oscilloscope, un « moyennage » est souvent utilisé et entraîne donc une augmentation du temps nécessaire à la caractérisation.

A notre connaissance, M. SIPILÄ est le premier scientifique à effectuer une caractérisation non linéaire dans le *domaine temporel* et aux fréquences micro-ondes tout en appliquant un étalonnage. Néanmoins, plusieurs aspects de l'étalonnage peuvent être optimisés. Dans son article, M. SIPILÄ présente des résultats expérimentaux réalisés avec son banc de mesures sur un transistor bipolaire BFR93A fonctionnant en régime non linéaire.

1.3.2 Prototype de Urs LOTT.

U. Lott a développé en 1989 un banc de caractérisation non linéaire, fonctionnant dans le **domaine fréquentiel** et mesurant simultanément la phase et l'amplitude des harmoniques de l'onde de puissance b_2 générée par le dispositif sous test, chargé par 50 ohms [10]. Un synoptique simplifié du système de mesure est donné figure 1.5.

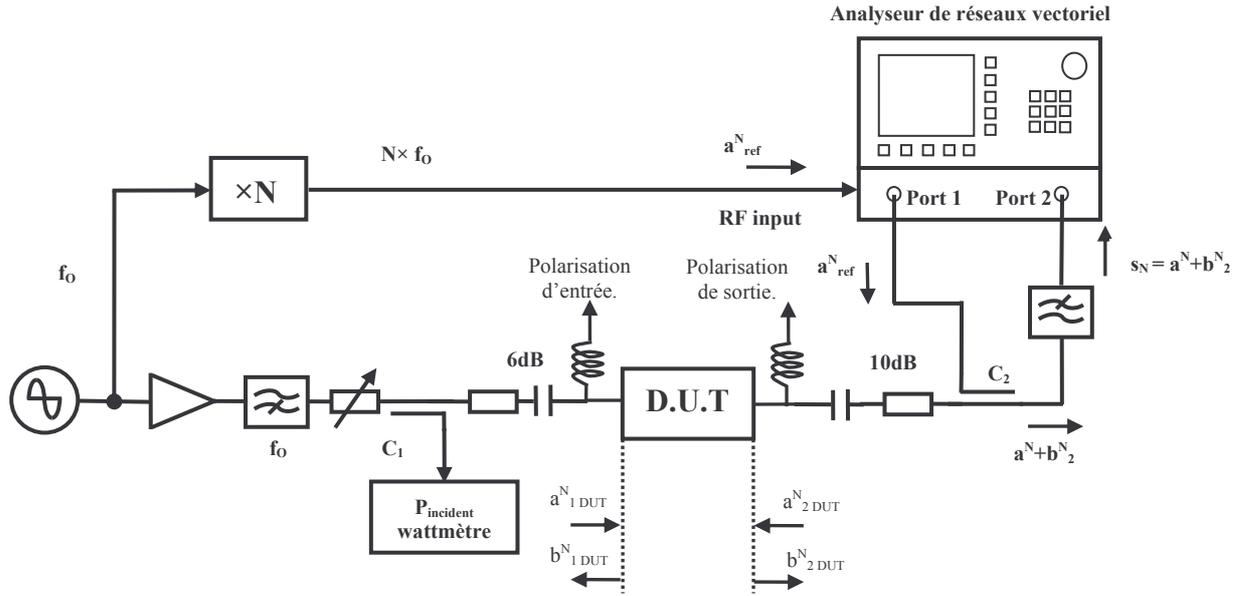


Figure 1.5 : Synoptique simplifié du système de caractérisation non linéaire de Urs LOTT.

Ce système de mesures est construit autour d'un analyseur de réseau vectoriel usuel (HP8410) fonctionnant uniquement en mode « transmission ». L'originalité du prototype de Lott est d'utiliser un générateur hyperfréquence de type HP8350, qui a la particularité d'avoir deux sorties hyperfréquences. La première sortie est issue d'une source hyperfréquence qui peut fournir une fréquence fondamentale comprise entre 2.3 et 7 GHz, tandis que la deuxième sortie, est issue d'une multiplication de la première source hyperfréquence et peut atteindre la fréquence maximale de 26.5GHz. Il est important de noter que ces deux sources hyperfréquences sont cohérentes. La première sortie du générateur va donc générer l'onde incidente, injectée vers le dispositif sous test à la fréquence f_0 . Un atténuateur programmable permet le contrôle du niveau de puissance de cette onde incidente et un coupleur C_1 permet une mesure, au wattmètre de cette onde incidente. Un filtre passe-bas permet de minimiser le niveau des harmoniques et donc d'améliorer la pureté spectrale de l'onde incidente. L'autre sortie du générateur, issue du multiplicateur va générer une onde à la fréquence $N.f_0$ dirigée vers la voie de référence de l'analyseur de réseau vectoriel : a_{ref}^N . Un coupleur C_2 réalise l'addition de l'onde de référence a^N , indépendante du composant sous test et de l'onde générée par le composant sous test b_2^N . Cette onde résultante s^N est envoyée vers le port 2 de l'analyseur de réseau vectoriel.

$$s^N = a^N + b_2^N \quad (1.8)$$

L'analyseur de réseau permet de mesurer le paramètre de dispersion S_{21} en mode récepteur. Il réalise donc une détection cohérente, sélective et séquentielle des amplitudes et des phases de la composante fondamentale et des différentes composantes harmoniques de l'onde de puissance b_2 générées par le dispositif sous test.

$$S_{21\text{mesuré}}(NF_0) = S_{21}^N = \frac{s^N}{a_{\text{réf}}^N} = \frac{a^N + b_2^N}{a_{\text{réf}}^N} = R_N + D_N \quad (1.9)$$

On peut noter que la valeur complexe mesurée $S_{21\text{mesuré}}(NF_0)$ est la somme vectorielle d'un vecteur R_N , indépendant de la réponse du dispositif sous test et d'un vecteur D_N qui contient l'information utile (b_2^N). La procédure d'étalonnage et le modèle d'erreur de ce système non linéaire sont décrits en annexe 1.2.

Le système de mesures non linéaires proposé par Urs Lott est conçu autour d'un générateur hyperfréquence possédant une sortie à la fréquence fondamentale et une sortie aux fréquences multiples et d'un analyseur de réseau vectoriel. L'utilisation de ce dernier permet une acquisition des données plus rapide et possède une dynamique de mesure plus importante qu'un oscilloscope à échantillonnage. De plus, Urs Lott est un des premiers à mettre en place une procédure d'étalonnage absolue en puissance et en phase en utilisant comme étalon de puissance un wattmètre et comme étalon de phase un élément de référence. Néanmoins, on peut se poser la question de la précision de cette référence de phase. En effet, dans son papier, Urs Lott fait l'hypothèse que son générateur de référence en harmoniques est une diode idéale et il néglige les éléments parasites de cette dernière. Urs Lott estime que l'erreur entre son modèle et le composant réel est être inférieure à 16 degré à 20GHz et pour une fréquence fondamentale de 5GHz. Néanmoins, ce système de mesures réalise uniquement la caractérisation de l'onde de puissance b_2 générée par le dispositif sous test chargé par 50 ohms. Aucune onde de puissance réfléchi n'est analysée et l'impédance de charge ne peut varier. De plus, la fréquence fondamentale doit être comprise entre 3.5 et 6 GHz et le nombre d'harmoniques mesurés est limité à quatre.

1.3.3. Prototype de Günter KOMPA.

Günter Kompa et Friedbert VAN RAAY [9] ont développé en 1990 un banc de caractérisation non linéaire **dans le domaine temporel** en améliorant le principe de mesures et d'étalonnage de M.SIPILÄ. Pour cela, ce système de mesures a la particularité de combiner un analyseur de réseau vectoriel et un oscilloscope à échantillonnage. L'analyseur de réseau

vectorel permet d'effectuer l'étalonnage de la chaîne de mesures complète, mais aussi de réaliser la mesure des différents rapports d'ondes à la fréquence fondamentale lors des mesures en régime grand signal. L'oscilloscope, lui permet d'effectuer l'acquisition temporelle, de façon cohérente des différentes ondes de puissance $a_{1m}(t)$, $b_{1m}(t)$ et $b_{2m}(t)$ du continu jusqu'à 14GHz. La fréquence fondamentale peut être comprise entre 1 et 7GHz. Le synoptique simplifié de ce système de mesure est représenté figure 1.6. Un générateur de type HP8350B est utilisé pour injecter l'onde de puissance incidente vers le dispositif sous test. Un coupleur directionnel est placé à sa sortie en vue de prélever une partie de cette puissance incidente vers l'entrée « trigger » de l'oscilloscope afin de déclencher ce dernier. Un atténuateur est placé derrière le coupleur directionnel pour améliorer l'adaptation de la source hyperfréquence.

Le test set est similaire à celui d'un analyseur de réseau vectoriel conventionnel, il est donc composé de plusieurs coupleurs directifs afin de séparer les ondes incidentes et réfléchies, de circuits de polarisation et d'un commutateur hyperfréquence électromécanique SW3. Le commutateur hyperfréquence SW3 permet de travailler en mode réflexion (mesure de a_1 et b_1) ou en mode transmission (mesure de a_1 et b_2) au niveau du dispositif à tester. Les différentes ondes de puissance provenant de ce test set sont ensuite envoyées vers l'analyseur de réseau vectoriel HP8410 ou bien vers les têtes d'échantillonnage de l'oscilloscope TEK 7854 par l'intermédiaire des deux commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2. Les atténuateurs de 10 et 20 dB ont pour objectif de protéger les têtes d'échantillonnage et de leur permettre de travailler dans leur zone linéaire.

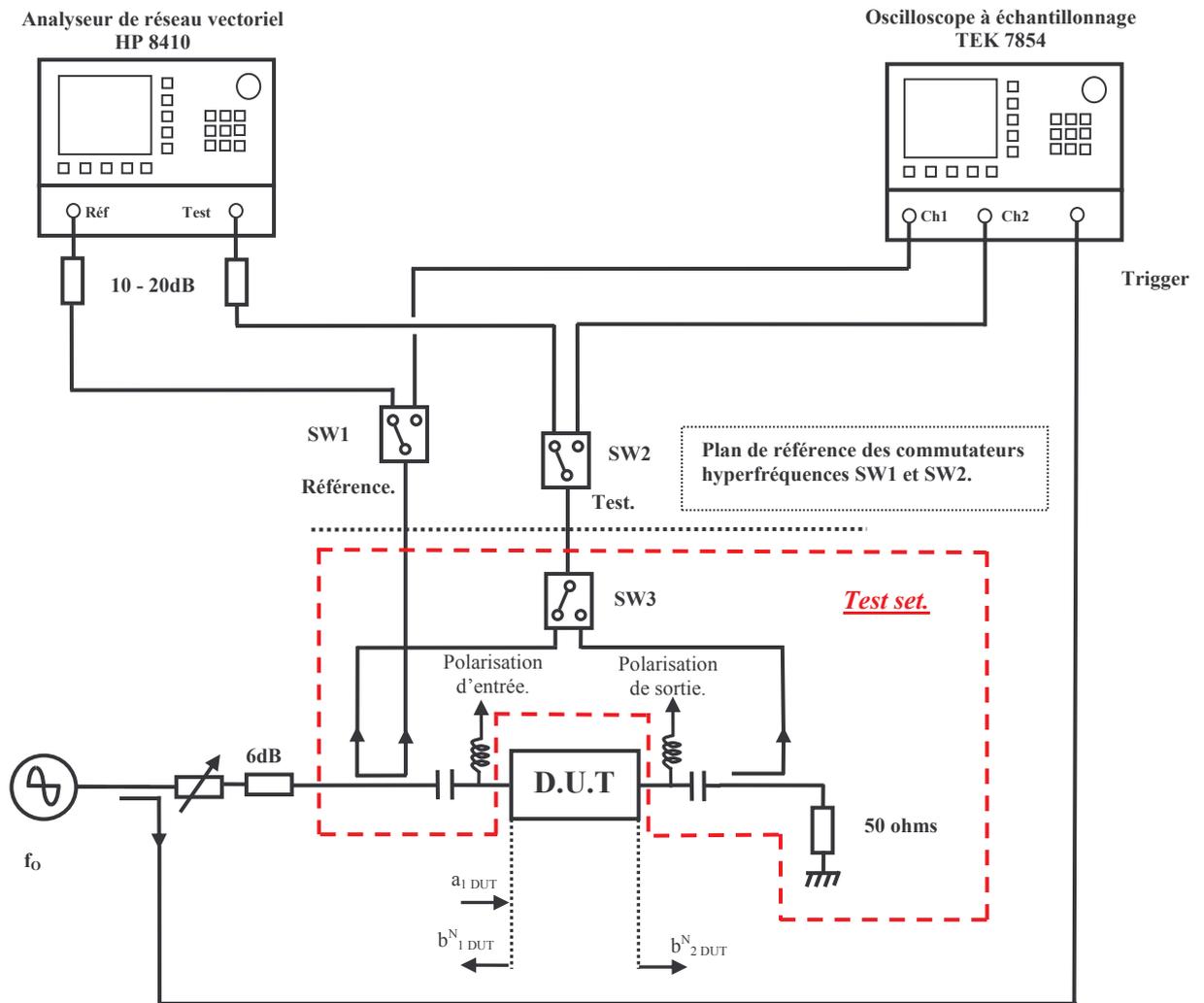


Figure 1.6 : Synoptique simplifié du système de caractérisation non linéaire de Günter KOMPA.

Comme nous l'avons vu précédemment, avec le système développé par M.SIPILÄ, il est nécessaire d'effectuer un étalonnage hyperfréquence pour chaque niveau de puissance. Afin de remédier à cette contrainte, Günter KOMPA a développé un nouveau modèle d'erreur grand signal décrivant le plus précisément possible la chaîne de mesure à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques. Grâce à ce nouveau modèle d'erreur, Günter KOMPA obtient des formules de correction des ondes de puissance mesurées indépendantes de l'onde de puissance incidente. Le modèle d'erreur et la procédure complète de l'étalonnage sont décrits dans l'annexe 1.3.

Avec son système, Günter KOMPA effectue des caractérisations non linéaires dans le domaine temporel. Günter KOMPA présente des résultats expérimentaux réalisés avec son banc de mesures non linéaires en structure coaxiale à 3GHz sur un transistor MESFET NE71000,

polarisé à $V_{DS0}=2\text{Volts}$, $V_{GS0}=0.3\text{Volts}$ et $I_{DS0}=63\text{mA}$, pour différents niveaux de puissance incidentes. Son système de mesure permet donc d'effectuer une caractérisation des différentes formes d'ondes temporelles des tensions et courants à l'entrée et en sortie du dispositif sous test. Un exemple de tension et courant est représenté sur la figure 1.7.

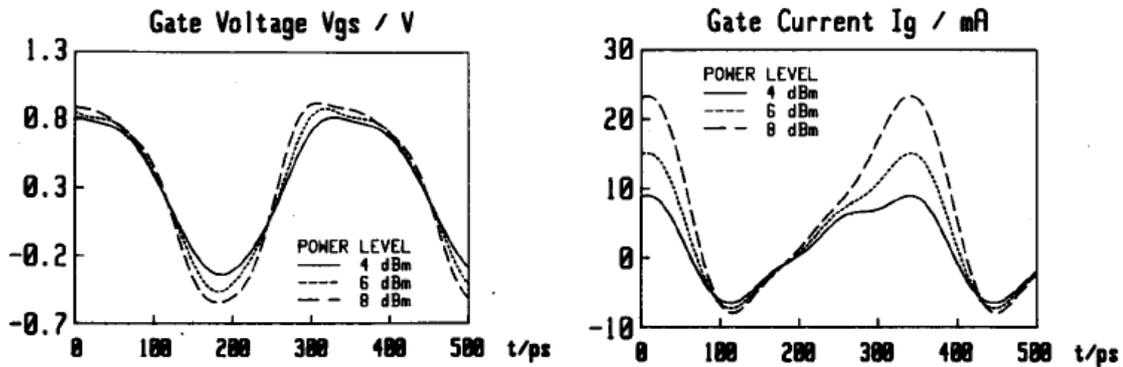


Figure 1.7 : Evolution de la tension V_{GS} et du courant I_G hyperfréquences dans le domaine temporel d'un transistor MESFET NE 71000 à la fréquence fondamentale $F_0=3\text{GHz}$ pour différents niveaux de puissance incidente à la polarisation $V_{DS0}=2\text{Volts}$, $V_{GS0}=0.3\text{Volt}$ et $I_{DS0}=63\text{mA}$ [9].

A notre connaissance, Günter KOMPA est le premier à avoir développé un système de mesures non linéaires et hyperfréquences permettant l'acquisition des ondes de puissance incidente, réfléchi et transmise dans le domaine temporel. Associé à ce banc, Günter KOMPA a mis au point une procédure d'étalonnage précise. Ce système de mesure présente donc les avantages suivants :

- ✓ La procédure d'étalonnage permet de caractériser précisément les différents termes d'erreur (désadaptation, directivité, réponse en fréquence...) du système complet de mesure afin d'obtenir les différentes formes d'ondes hyperfréquences dans le plan du dispositif à tester. Cette technique d'étalonnage hyperfréquence est très proche de celle d'un analyseur de réseau vectoriel. De plus, elle intègre un étalonnage absolu en puissance en utilisant un mesureur de puissance.
- ✓ L'onde incidente a1 est prise comme signal de référence (base de temps) pour l'oscilloscope à échantillonnage ce qui permet de compenser le manque de stabilité du « trigger » qui existait dans le système de M.SIPILÄ.

Néanmoins, ce système comporte encore des limitations :

- ✓ La caractérisation non linéaire s'effectue uniquement dans un environnement 50 ohms. De plus, il n'est pas possible d'exciter simultanément le dispositif sous test par les deux

accès de test set. Il n'est donc pas envisageable d'effectuer des mesures de type « loadpull » à charge active.

- ✓ La procédure d'étalonnage fait appel à de nombreuses étapes et est donc fastidieuse. De plus, elle nécessite de nombreux montages et démontages et pose le problème de reproductibilité de la mesure.
- ✓ La commutation entre l'analyseur de réseau vectoriel et l'oscilloscope à échantillonnage durant la caractérisation nécessite d'utiliser des commutateurs hyperfréquences de très bonne qualité (reproductibilité), diminue la rapidité de mesure et sa souplesse.
- ✓ L'étalonnage en phase repose toujours sur l'hypothèse que les têtes d'échantillonnage de l'oscilloscope n'introduisent aucune distorsion de phase.

1.4 Conclusion.

Dans ce premier chapitre, nous venons de voir l'intérêt de la caractérisation non linéaire pour les ingénieurs en conception. En effet, la connaissance et la mesure absolue en amplitude et en phase des tensions et courants hyperfréquences à l'entrée et en sortie du dispositif sous test dans le domaine temporel permettent aux ingénieurs d'optimiser la réalisation technologique de transistor pour les applications de puissance ou bien d'améliorer leurs performances électriques (puissance maximale de sortie, rendement, linéarité...).

1.5 Annexe.

Annexe 1.1 : Représentation du modèle d'erreur à 12 termes d'un analyseur de réseau deux ports.

Pour une correction d'erreur à 12 termes, les modèles en mode « Forward » et « Reverse » sont représentés respectivement sur les figures 1.8 et 1.9.

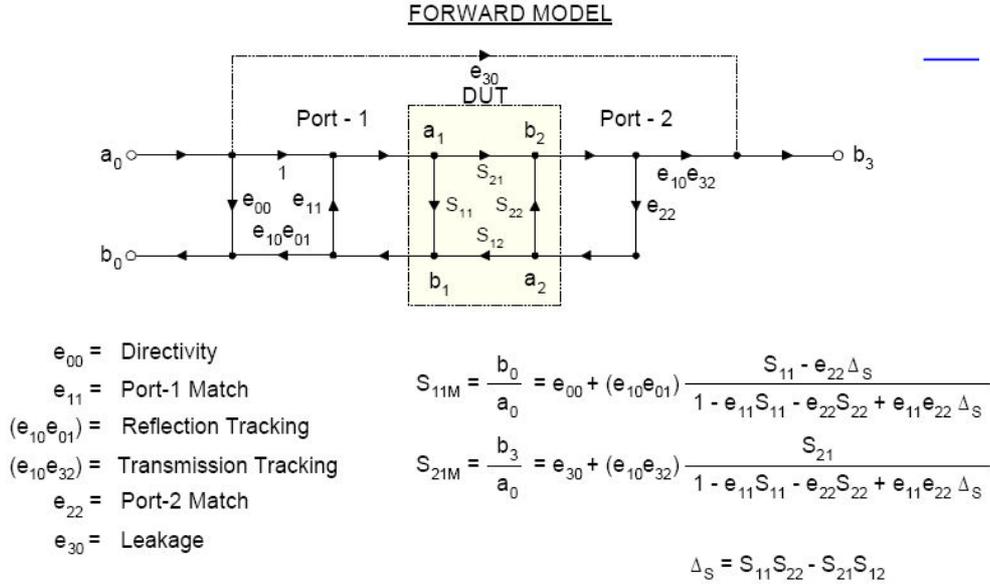


Figure 1.8 : Représentation du modèle d'erreur avec 12 termes en mode « Forward » d'un analyseur de réseau [2].

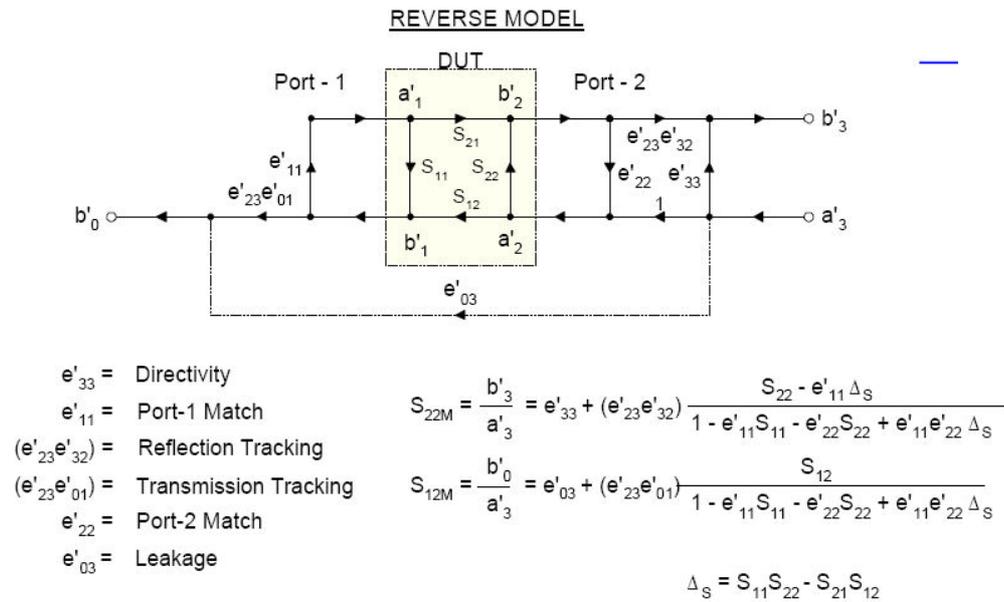


Figure 1.9 : Représentation du modèle d'erreur avec 12 termes en mode « Reverse » d'un analyseur de réseau [2].

12-Term Calibration Method

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{\left(\frac{S_{11M} - e_{00}}{e_{10} e_{01}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - e'_{33}}{e'_{23} e'_{32}}\right) e'_{22}\right] - e_{22} \left(\frac{S_{21M} - e_{30}}{e_{10} e_{32}}\right) \left(\frac{S_{12M} - e'_{03}}{e'_{23} e'_{01}}\right)}{D} \\
 S_{21} &= \frac{\left(\frac{S_{21M} - e_{30}}{e_{10} e_{32}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - e'_{33}}{e'_{23} e'_{32}}\right) (e'_{22} - e_{22})\right]}{D} \\
 S_{22} &= \frac{\left(\frac{S_{22M} - e'_{33}}{e'_{23} e'_{32}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{11M} - e_{00}}{e_{10} e_{01}}\right) e_{11}\right] - e'_{11} \left(\frac{S_{21M} - e_{30}}{e_{10} e_{32}}\right) \left(\frac{S_{12M} - e'_{03}}{e'_{23} e'_{01}}\right)}{D} \\
 S_{12} &= \frac{\left(\frac{S_{12M} - e'_{03}}{e'_{23} e'_{01}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{11M} - e_{00}}{e_{10} e_{01}}\right) (e_{11} - e'_{11})\right]}{D} \\
 D &= \left[1 + \left(\frac{S_{11M} - e_{00}}{e_{10} e_{01}}\right) e_{11}\right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - e'_{33}}{e'_{23} e'_{32}}\right) e'_{22}\right] - \left(\frac{S_{21M} - e_{30}}{e_{10} e_{32}}\right) \left(\frac{S_{12M} - e'_{03}}{e'_{23} e'_{01}}\right) e_{22} e'_{11}
 \end{aligned}$$

Annexe 1.2 : Modèle d'erreur et procédure d'étalonnage du prototype de Urs LOTT.

La procédure d'étalonnage est la suivante et se décompose en trois parties. La première partie consiste à déterminer les valeurs complexes de la constante R_N pour chaque harmonique. Pour cela, deux charges adaptées sont placées dans les plans de références d'entrée et de sortie du dispositif sous test afin d'annuler les différentes ondes réfléchies ($b_{DUT}^N = b_{DUT}^N = 0 = D_N$). Un étalonnage de l'analyseur de réseau, en mode de transmission du port1 vers le port2 est effectué. Par conséquent, la mesure du paramètre S_{21} nous conduit à la détermination du complexe R_N par la relation suivante :

$$S_{21}^N = S_{21} \text{ mesuré} = R_N = \frac{a^N}{a_{réf}^N} \quad (1.10)$$

La deuxième étape consiste à effectuer un étalonnage absolu en puissance afin de déterminer les amplitudes du complexe $a_{réf}^N$. En conservant les charges adaptées dans les deux plans de référence d'entrée et de sortie du dispositif sous test ($b_{DUT}^N = b_{DUT}^N = 0 = D_N$) et en plaçant un wattmètre à la sortie du filtre passe haut, le mesureur de puissance va effectuer une mesure pour chaque harmonique. $Puiss_{\text{Wattmètre}}(N \times F)_0 = \frac{1}{2} |a_N|^2$ (1.11)

Connaissant, l'atténuation K_N entre le plan du dispositif sous test et la sortie du filtre pour chaque harmonique, nous pouvons connaître la puissance de sortie dans le plan de référence de sortie du D.U.T par la relation suivante :

$$Puiss_{2_DUT}(N \times F_0) = K_N \times P_{Wattm\grave{e}tre}(N \times F_0) = \frac{K_N}{2} |a_N|^2 \quad (1.12)$$

Connaissant le complexe $R_N = \frac{a^N}{a_{réf}^N}$, on peut aussi en déduire le module du complexe $a_{réf}^N$ par la relation suivante :

$$|a_{réf}^N| = \frac{\sqrt{2 \times Puiss_{2_DUT}(NF_0)}}{|R_N|} \quad (1.13)$$

La dernière étape consiste à effectuer un étalonnage en phase absolue du complexe $a_{réf}^N$ en imposant une onde de puissance pour laquelle b_2^N est parfaitement connue. Urs Lott est le premier à notre connaissance à utiliser un élément de référence de type « golden device » dont les relations de phase entre les harmoniques sont parfaitement connues. Urs Lott réalise ce générateur de référence avec une diode RF (MARCONI DC1346) connectée en parallèle sur une ligne d'impédance caractéristique 50 ohms en structure microstrip. Ce standard est ensuite modélisé avec le logiciel SPICE afin de déduire le spectre de l'onde de puissance générée par cet étalon.

L'onde de puissance est générée par le standard qui est connecté à la place du dispositif sous test. La réponse de la chaîne de mesure à l'excitation du « golden device » est régie par les équations (1.9) et s'écrit avec $b_2^N = b_{2_golden_device}^N$:

$$S_{21_golden_device}(NF_0) = \frac{S_{golden_device}^N}{a_{réf}^N} = \frac{a^N + b_{2_golden_device}^N}{a_{réf}^N} = R_N + D_{N_golden_device} \quad (1.14)$$

Cette équation complexe se décompose en un système de deux équations (module et phase) :

$$|D_{N_golden_device}^N| = |S_{21}^N - R_N| \quad (1.15)$$

$$Arg(D_{N_golden_device}^N) = Arg(S_{21}^N) - Arg(R_N) \quad (1.16)$$

Par ailleurs, on sait que $D_{N_golden_device}$ contient l'information sur l'onde de puissance générée par le standard:

$$\frac{b_{2_golden_device}^N}{a_{réf}^N} = D_{N_golden_device} \Leftrightarrow b_{2_golden_device}^N = D_{N_golden_device} \times a_{réf}^N \quad (1.17)$$

En décomposant en module et en phase on obtient :

$$|b_{2_golden_device}^N| = |D_{N_golden_device}| \times |a_{réf}^N| \quad (1.18)$$

$$Arg(b_{2_golden_device}^N) = Arg(D_{N_golden_device}) + Arg(a_{réf}^N) \quad (1.19)$$

En remplaçant $D_{N_golden_device}$ et $|a_{réf}^N|$ par leurs expressions décrites respectivement dans (1.15), (1.16) et (1.13), on obtient les relations suivantes :

$$|a_{2_golden_device}^N| = |S_{21}^N - R_N| \times \sqrt{\frac{2 \times Puiss_{2_DUT}(NF_0)}{K_N}} \quad (1.20)$$

$$Arg(b_{2_golden_device}^N) = Arg(S_{21}^N) - Arg(R_N) - Arg(a_{réf}^N) \quad (1.21)$$

Il est donc possible de déterminer la phase absolue du complexe $A_{réf}^N$ par la relation suivante :

$$Arg(a_{réf}^N) = Arg(R_N) + Arg(b_2^N) - Arg(S_{21}^N) \quad (1.22)$$

Annexe 1.3 : Modèle d'erreur et procédure d'étalonnage du prototype de Künter Kompá.

Le modèle d'erreur de Günter Kompá est représenté par les deux graphes de fluence représentés sur les figures 1.10 et 1.11. La figure 1.10 représente le modèle d'erreur de la chaîne de mesure avec l'analyseur de réseau tandis que la figure 1.11 représente le modèle d'erreur de la chaîne de mesure avec l'oscilloscope à échantillonnage. Les coefficients complexes e_{ij} représentent les termes d'erreur dus aux imperfections des éléments passifs de la chaîne de mesure entre le dispositif sous test et le plan de référence des commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2 (test set). Le coefficient C^N représente les pertes en puissance dues principalement aux coupleurs directifs du test set entre les plans de référence du dispositif sous test et les plans de référence des commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2. Les coefficients complexes C_T^N

et C_R^N représentent la réponse en fréquence des deux récepteurs de l'analyseur de réseau vectoriel, tandis que les deux coefficients complexes S_R et S_T représentent la réponse en fréquence des deux canaux de l'oscilloscope à échantillonnage.

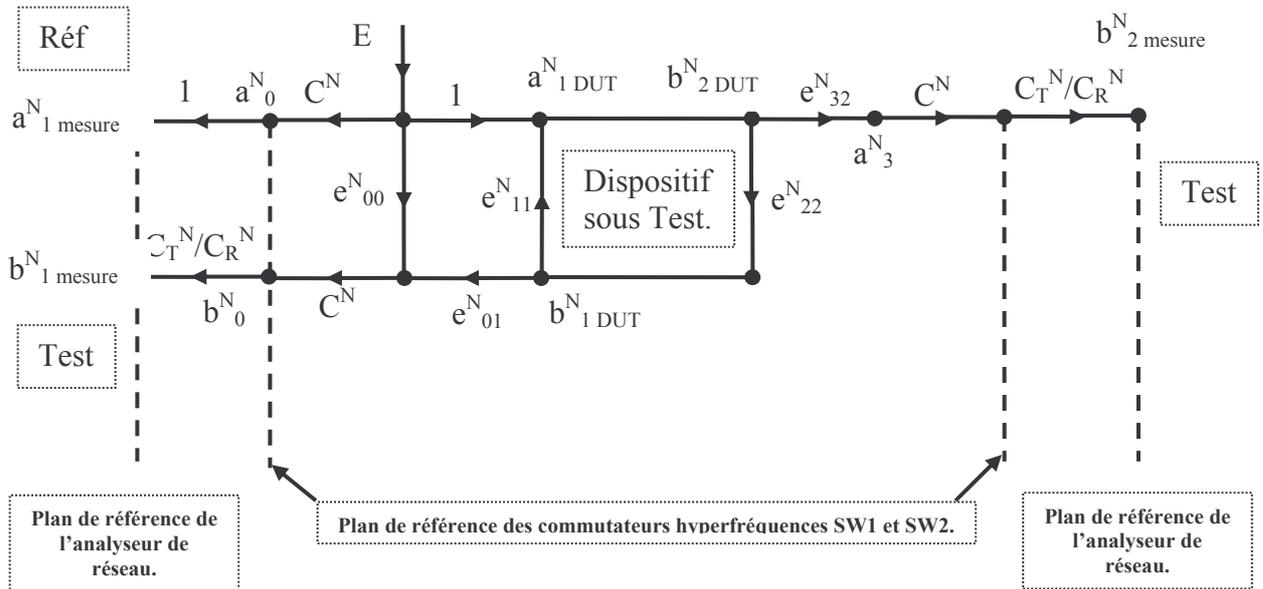


Figure 1.10 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel.

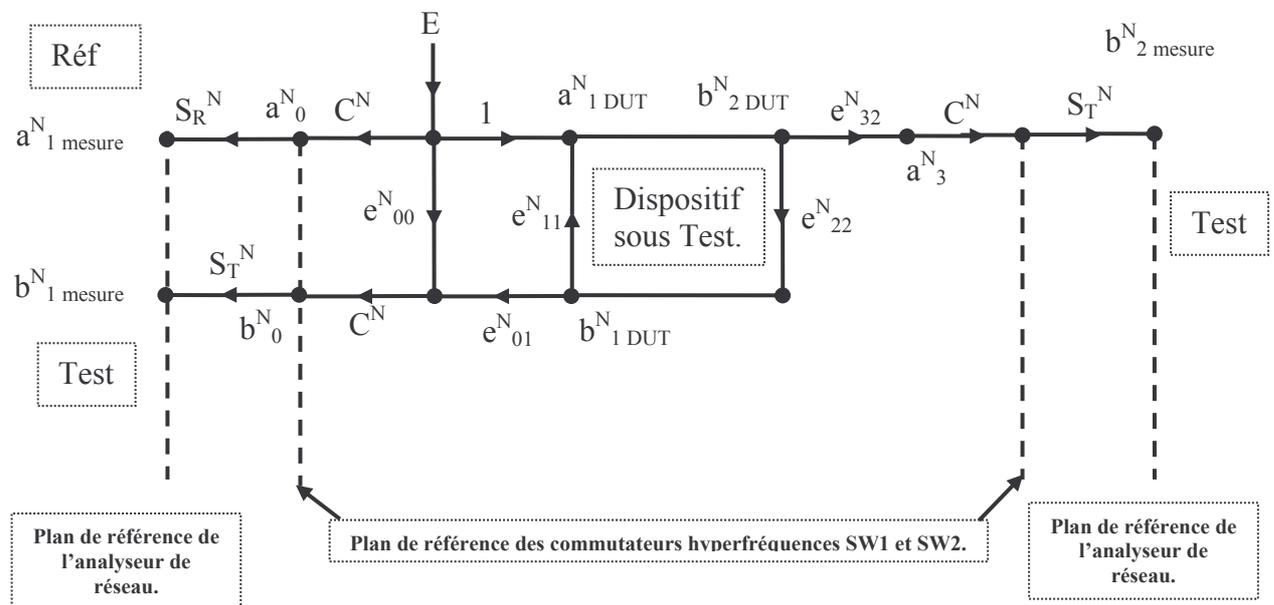


Figure 1.11 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration oscilloscope à échantillonnage.

Günter KOMPA a mis en place une procédure d'étalonnage afin de déterminer les dix coefficients complexes e_{00} , e_{01} , e_{11} , e_{22} , e_{32} , C^N , S_R , S_T , C_T^N et C_R^N . Cette procédure d'étalonnage est décrite dans le paragraphe suivant et se décompose en quatre étapes.

1^{ère} étape :

La première étape consiste à déterminer les quatre coefficients complexes e_{00} , e_{01} , e_{11} , e_{22} et e_{32} à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel à partir d'un étalonnage standard de type « one-path two ports calibration » [11] et [12]. Les standards utilisés sont le circuit ouvert, le court-circuit, la charge adaptée fixe et coulissante et une ligne de transmission de longueur connue.

2^{ème} étape :

La deuxième étape consiste à déterminer le rapport C_T^N/C_R^N à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel et en plaçant un court-circuit étalon sur le port 1 ($\Gamma_{CC}^N = -1$). Le modèle d'erreur correspondant est représenté figure 1.12. L'analyseur donne la mesure suivante :

$$\Gamma_{1_mesure}^N = \frac{b_{1_mesure}^N}{a_{1_mesure}^N} \quad (1.23)$$

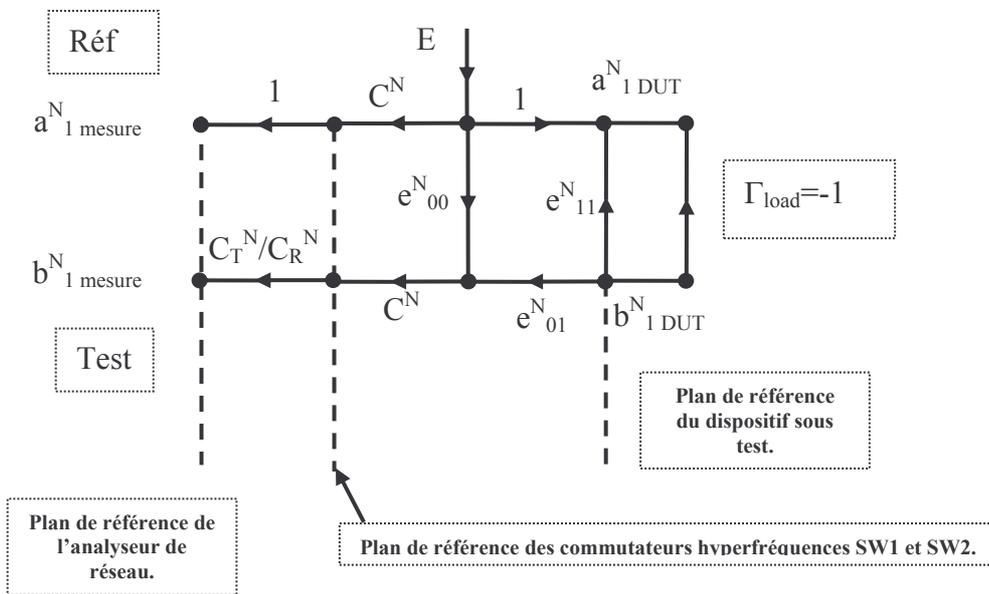


Figure 1.12 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel.

Le court-circuit reste connecté sur le port 1 et les voies des récepteurs de l'analyseur de réseau vectoriel (Référence et Test) sont interchangeables. Le modèle d'erreur correspondant à

cette nouvelle configuration est représenté figure 1.13. L'analyseur de réseau donne la mesure suivante :

$$\Gamma_{2_mesure}^N = \frac{b_{2_mesure}^N}{a_{2_mesure}^N} \quad (1.24)$$

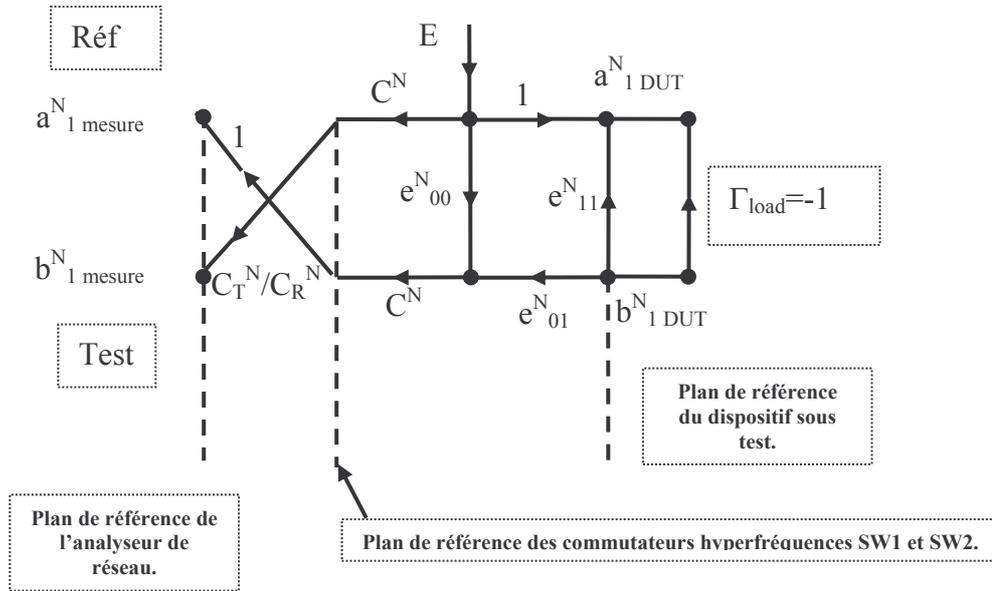


Figure 1.13 : Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel (voies récepteurs inversés).

D'après les deux graphes de fluence, on en déduit que

$$\frac{C_T^N}{C_R^N} = \pm \sqrt{\Gamma_{1_mesure}^N \times \Gamma_{2_mesure}^N} \quad (1.25)$$

L'indétermination du signe de la racine carrée du nombre complexe est levée par une mesure supplémentaire avec l'analyseur de réseau en réalisant le montage représenté sur la figure 1.14. L'objectif de la manipulation est d'injecter une onde de puissance identique en amplitude et plus particulièrement en phase sur les deux récepteurs de l'analyseur de réseau afin d'obtenir un rapport d'onde égal à 1 à l'entrée des commutateurs hyperfréquences et de mesurer le rapport d'onde C_T^N/C_R^N et d'en déduire son signe pour chaque fréquence.

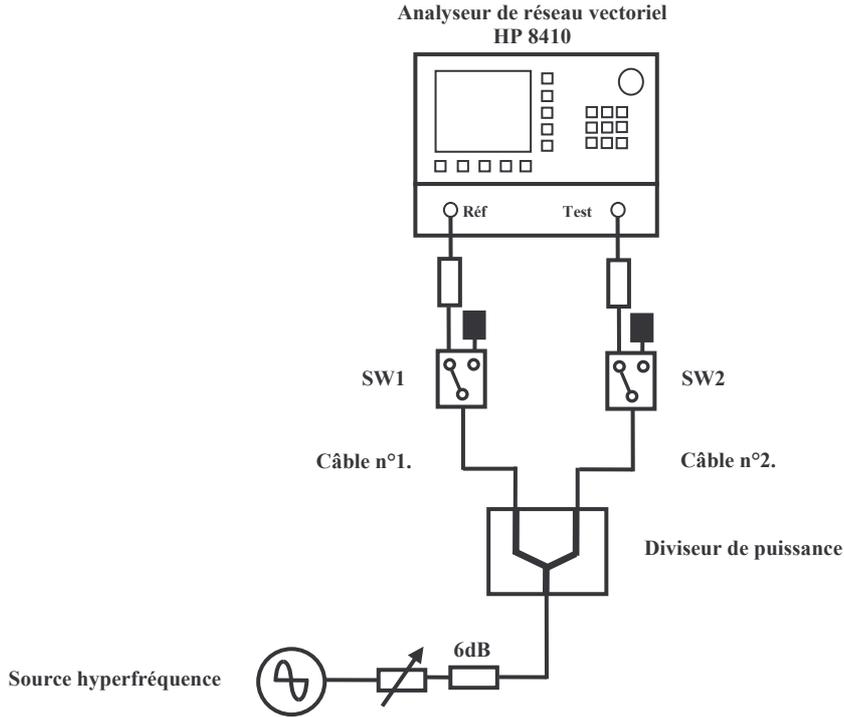


Figure 1.14 : Montage avec deux câbles de longueur électrique identique.

3^{ème} étape :

La troisième étape consiste à déterminer les deux coefficients complexes $S_{Référence}^N$ et S_{Test}^N représentant la réponse en fréquence des voies récepteurs de l'oscilloscope à échantillonnage. Comme dans l'approche de M. SIPILÄ, Günter KOMPA néglige la réponse en phase des têtes d'échantillonnage et fait donc l'hypothèse suivante :

$$Arg(S_{Référence}^N) = 0$$

$$Arg(S_{Test}^N) = 0$$

Pour déterminer le module de ces coefficients S_R et S_T de chaque harmonique, Günter KOMPA place un court-circuit étalon sur le port 1 ($\Gamma_{CC}^N = -1$) et utilise un mesureur de puissance (« wattmètre ») pour mesurer et connaître précisément la puissance en sortie du test set sur la voie de référence qui sera ensuite envoyée vers l'oscilloscope à échantillonnage. A partir de cette puissance P_{mesure}^N , on en déduit la tension crête $V_{mesure_crête}^N$ sur 50 ohms.

$$V_{mesure_crête}^N = \sqrt{2R_0 P_{mesure}^N} \quad \text{avec } R_0 = 50ohms . \quad (1.26)$$

Puis, à l'aide de l'oscilloscope à échantillonnage, on effectue la mesure des tensions de référence et de test, pour le même niveau de puissance incidente, tout en conservant le court-circuit étalon sur le port 1. On obtient alors les tensions suivantes :

- ✓ $U_{référence}^N$ pour la voie de référence.
- ✓ U_{test}^N pour la voie de test.

Pour la voie de référence, nous pouvons obtenir directement la valeur de $|S_{Référence}^N|$ par la formule

suivante :

$$|S_{Référence}^N| = \frac{U_{Référence}^N}{V_{mesure_crête}^N} \quad (1.27)$$

En tenant compte des mesures effectuées lors de la deuxième étape, nous connaissons la valeur du court-circuit étalon dans le plan de référence des commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2 :

$$|\Gamma_{CC_dans\ le\ plan\ de\ référence\ des\ commutateurs}^N| = \frac{|C_{Test}^N|}{|C_{Référence}^N|} \quad (1.28)$$

Nous pouvons ensuite en déduire la valeur de $|S_{Test}^N|$:

$$|S_{Test}^N| = \frac{U_{Test}^N}{V_{mesure_crête}^N} \times |S_{Référence}^N| \times \frac{|C_{Test}^N|}{|C_{Référence}^N|} \times \frac{1}{|\Gamma_{1_mesure}^N|} \quad (1.29)$$

4^{ème} étape :

La quatrième étape consiste à déterminer le coefficient C^N à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel. Pour cela, on connecte avec deux câbles le plus identiques possible en perte et en longueur électrique, le récepteur de test de l'analyseur sur le port1 du test set et le récepteur de référence de l'analyseur avec son commutateur hyperfréquence SW1. Le montage relatif à cette étape est représenté sur la figure 1.15.

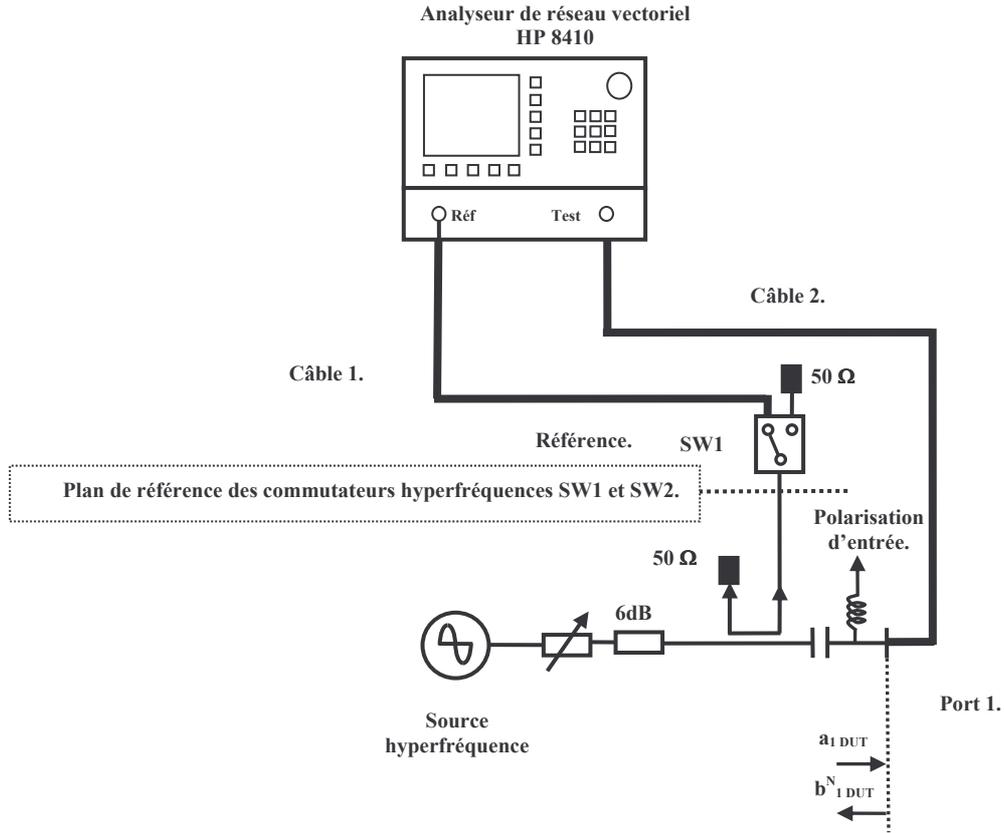


Figure 1.15 : Montage pour déterminer le coefficient C^N avec deux câbles identiques.

L'analyseur de réseau vectoriel permet la mesure du coefficient de réflexion

$$\Gamma_{4_mesure}^N = \frac{b_{4_mesure}^N}{a_{4_mesure}^N} \text{ et connaissant le graphe de fluence du modèle d'erreur en mode analyseur}$$

de réseau, nous pouvons en déduire le complexe C^N par les formules suivantes :

$$C^N = \frac{\left| \frac{C_{Test}^N}{C_{Référence}^N} \right|}{\left| \Gamma_{4_mesure}^N \right|} \quad (1.30)$$

$$Arg(C^N) = Arg\left(\frac{C_{Test}^N}{C_{Référence}^N}\right) - Arg(\Gamma_{4_mesure}^N) \quad (1.31)$$

Une fois cet étalonnage hyperfréquence effectué, la procédure de mesure des formes d'ondes temporelles est la suivante :

1. Les commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2 sont configurés pour effectuer une mesure avec l'oscilloscope à échantillonnage afin d'obtenir une acquisition dans le domaine temporel des différentes tensions crêtes $V_{a1_mesure}(t)$, $V_{b1_mesure}(t)$ et $V_{b2_mesure}(t)$.

2. Calcul des différentes composantes spectrales complexes des tensions $V_{a1_mesure}(t)$, $V_{b1_mesure}(t)$ et $V_{b2_mesure}(t)$ par transformée de Fourier discrète.
3. Calcul des composantes spectrales des différentes ondes de puissances associées à ces tensions par les relations suivantes:

$$a_{1_mesure}^N(Nf) = \frac{V_{1_mesure}^N(Nf)}{\sqrt{2R_0}} \quad (\text{Valeur crête}) \quad (1.32)$$

$$b_{1_mesure}^N(Nf) = \frac{V_{1_mesure}^N(Nf)}{\sqrt{2R_0}} \quad (\text{Valeur crête}) \quad (1.33)$$

$$b_{2_mesure}^N(Nf) = \frac{V_{2_mesure}^N(Nf)}{\sqrt{2R_0}} \quad (\text{Valeur crête}) \quad (1.34)$$

4. Les commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2 sont ensuite configurés pour effectuer une mesure avec l'analyseur de réseau vectoriel, afin d'obtenir les différents rapport d'ondes $\frac{b_{1_mesure}^1}{a_{1_mesure}^1}$ (mode « forward ») et $\frac{b_{2_mesure}^1}{a_{1_mesure}^1}$ (mode « reverse ») à la fréquence fondamentale en vue de normaliser la phase des ondes de puissance $b_{1_DUT}^1(f_0)$ et $b_{2_DUT}^1(f_0)$ par rapport à la phase de l'onde de puissance incidente $a_{1_DUT}^1(f_0)$.
5. On effectue ensuite les corrections nécessaires pour ramener la mesure effectuée par l'analyseur de réseau et l'oscilloscope à échantillonnage dans le plan de référence du dispositif sous test en tenant compte des dix coefficients complexes e_{00} , e_{01} , e_{11} , e_{22} , e_{32} , C^N , S_R , S_T , C_T^N et C_R^N calculés précédemment :

$$a_{1_DUT}^N(Nf) = -\frac{e_{00}^N}{e_{01}^N} \times b_0^N + \frac{a_0^N}{e_{01}^N} \quad (1.35)$$

$$b_{1_DUT}^N(Nf) = \left(1 - \frac{e_{11}^N \times e_{00}^N}{e_{01}^N}\right) \times b_0^N + \frac{e_{11}^N}{e_{01}^N} \times a_0^N \quad (1.36)$$

$$a_{2_DUT}^N(Nf) = \frac{a_3^N}{e_{32}^N} \quad (1.37)$$

$$b_{2_DUT}^N(Nf) = \frac{e_{22}^N}{e_{32}^N} \times a_3^N \quad (1.39)$$

Avec pour $N=1$,

$$a_0^1(f_0) = C^N \times \frac{a_{1_mesure}^1}{||} \quad (1.40)$$

$$b_0^1(f_0) = C^1 \times \frac{b_{1_mesure}^1}{C_{Test}^1 / C_{Référence}^1}, \quad (1.41)$$

$$a_3^1(f_0) = C^1 \times \frac{b_{2_mesure}^1}{C_{Test}^1 / C_{Référence}^1} \quad (1.42)$$

Pour $N>1$,

$$a_0^N(Nf) = \frac{C^N \times a_{1_mesure}^N}{|S_{Référence}^N|} \quad (1.43)$$

$$b_0^N(Nf) = \frac{C^N \times b_{1_mesure}^N}{|S_{Test}^N|}, \quad (1.44)$$

$$a_3^N(Nf) = \frac{C^N \times b_{2_mesure}^N}{|S_{Test}^N|} \quad (1.45)$$

6. Calcul du spectre des tensions et courants dans le plan du dispositif sous test:

$$V_1^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_{1_DUT}^N + b_{1_DUT}^N) \quad (1.46)$$

$$I_1^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_{1_DUT}^N - b_{1_DUT}^N) \quad (1.47)$$

$$V_2^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_{2_DUT}^N + b_{2_DUT}^N) \quad (1.48)$$

$$I_2^N(f) = \sqrt{2Z_0} \times (a_{2_DUT}^N - b_{2_DUT}^N) \quad (1.49)$$

7. Calcul des formes d'ondes temporelles $V_1(t)$, $I_1(t)$, $V_2(t)$ et $I_2(t)$ dans le plan du dispositif sous test par transformée de Fourier inverse.

1.6 Bibliographie.

- [1] Appendix to an analysis of Vector Measurement Accuracy Enhancement techniques.
Doug RYTTING.
RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition. Hewlett Packard.

- [2] Network Analyzer Error Models and Calibration Methods.
Doug RYTTING.
Agilent Technologies.

- [3] A new method for determining the FET small signal equivalent circuits.
G. DAMBRINE et al.,
IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques, Vol. 36, n°7, pp. 1151-1159, Oct. 1988.

- [4] Harmonic load-pull.
R. STANCLIFF et D. D. POULIN.
IEEE MTTs Int. Microwave Symposium Digest, pp. 225-228, Dallas 1990.

- [5] An Automatic on wafer noise and load-pull characterization using precision computer controlled electromagnetical tuners.
M. TUTT et al.,
37th ARFTG, pp. 66-75, Boston 1991.

- [6] A new Load-pull Characterization method for Microwave Power Transistors.
Y. TAKAYAMA,
IEEE MTT's Digest Int. Microwave Symposium, Vol. 76, pp. 218-220, Jun. 1976.

- [7] Automated Characterization of HF Power transistors by source-pull and Multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques.
G. BERGHOFF et al.,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol. 46, n°12, pp. 2068-2073, Dec. 1998.

- [8] High-Frequency periodic Time-Domain Waveform Measurement System.
M. SIPILÄ et al.
IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques, Vol.36, n°10, pp. 1397-1405, Oct. 1988.
- [9] Error-Corrected Large-Signal Waveform Measurement System Combining Network Analyzer and Sampling Oscilloscope Capabilities.
G. KOMPA et al.
IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques, Vol.38, n°4, pp. 358-365, Avril 1990.
- [10] Measurement of Magnitude and Phase of Harmonics Generated in Nonlinear Microwave Two-Ports.
Urs LOTT et al.
IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques, Vol.37, n°10, pp. 1506-1511, Octobre 1989.
- [11] Correction of microwave network analyzer measurements of two ports devices.
O. DAVIES et al.
Electron. Lett., Vol.9, n°23, pp. 543-544, 1973.
- [12] An automatic network analyzer system.
R. A. HACKBORN.
Microwave Journal, Vol.11, n°5, pp. 45-52, May 1968.

CHAPITRE 2 :

*Mise en œuvre et validation de l'analyseur de
réseau vectoriel non linéaire.*

2.1 Introduction.

Dans le chapitre précédent, nous avons vu l'intérêt et la nécessité de la caractérisation non linéaire des composants hyperfréquences. Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps, décrire en détail le principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire MT4463 commercialisé par la société MAURY Microwave et qui a intégré la centrale de caractérisation de l'IEMN en Mars 2005. Pour cela, nous nous attacherons à décrire les différentes parties et sous ensembles de cet équipement.

Dans un deuxième temps, nous détaillerons le principe d'étalonnage hyperfréquence de cet équipement non linéaire pour les applications en structure coaxiale et sous pointes hyperfréquences. Enfin, nous avons évalué les performances de cet analyseur de réseau non linéaire en effectuant, tout d'abord, des mesures comparatives entre cet équipement et un analyseur de réseau vectoriel conventionnel sur des dispositifs de référence connus, passifs et actifs. Par ailleurs, dans le cadre de collaborations européennes (réseau d'excellence TARGET), des confrontations de mesures non linéaires provenant de différents laboratoires de recherche ont été effectuées sur un même composant. Cette étude nous a permis de valider la précision des mesures non linéaires jusqu'à la fréquence maximale de 20GHz et dans un environnement adapté 50 ohms.

2.2 Description et fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire.

2.2.1 Description générale.

Cet analyseur de réseau vectoriel non linéaire a été développé par le département de recherche NMDG de la société Hewlett-Parkard dans les années 1995. Depuis, ce produit a subi de nombreuses modifications et améliorations. Il est maintenant exploité et commercialisé par la société MAURY-MICROWAVE, en collaboration avec la société NMDG - Engineering. En Mars 2005, la centrale de caractérisation s'est dotée de cet instrument hyperfréquence non linéaire, référencé MT4463 et représenté en figure 2.1.

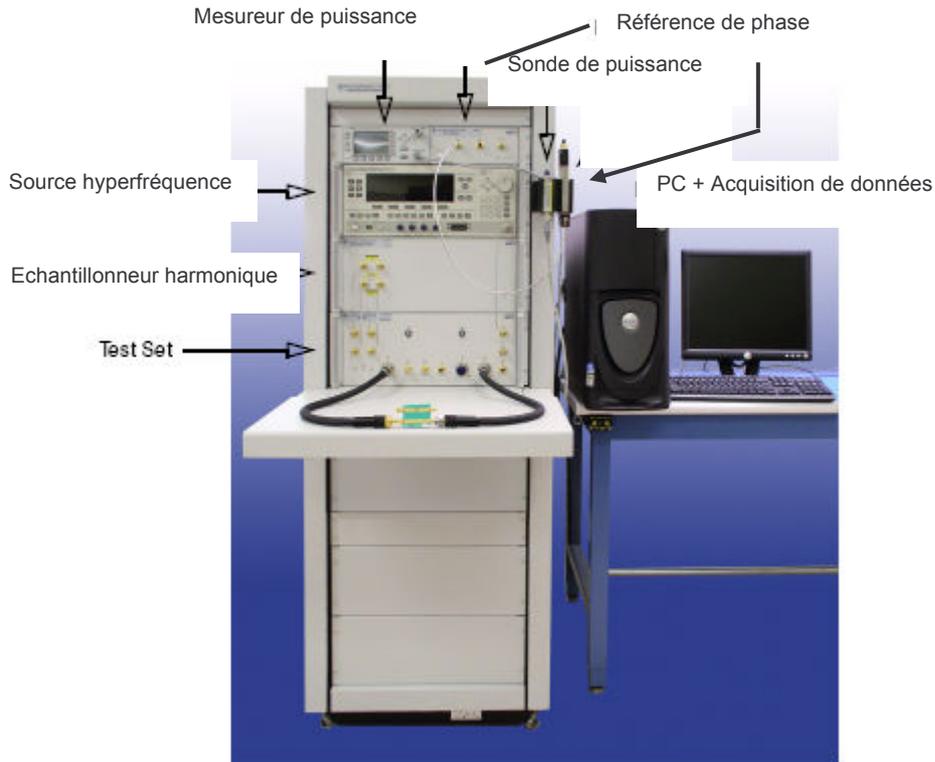


Figure 2.1 : Photo de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire MT4463 de la société MAURY Microwave [18].

Cet équipement nous permet d'effectuer une caractérisation hyperfréquence non linéaire dans une gamme de fréquences allant de 600MHz à 20GHz, dans un environnement 50 ohms. Cet analyseur de réseau vectoriel non linéaire est donc capable de visualiser et mesurer l'amplitude et la phase en absolue des différentes formes d'ondes hyperfréquences $a_i(t)$ et $b_i(t)$ dans le plan des accès du dispositif sous test aussi bien dans le domaine fréquentiel, que dans le domaine temporel. Cette caractérisation s'effectue en une seule acquisition dans le domaine temporel et pour un niveau de puissance incidente donné.

$$a_i^N(t) = \sum_{j=1}^N |a_{ij}| \times \cos(\omega_j t + \text{Arg}[a_{ij}]) \quad i = 1 \dots M \quad (2.1)$$

$$b_i^N(t) = \sum_{j=1}^N |b_{ij}| \times \cos(\omega_j t + \text{Arg}[b_{ij}]) \quad i = 1 \dots M \quad (2.2)$$

j étant l'indice de la fréquence harmonique et *N* le nombre d'harmoniques.
i étant l'indice de l'accès du DUT et *M* le nombre d'accès du DUT.

Le spectre des différentes ondes de puissance hyperfréquence en entrée et en sortie du dispositif sous test sera donc connu en amplitude et en phase de manière absolue. Avec ce type d'équipement et en utilisant les équations (2.3) et (2.4), nous pouvons aussi obtenir et analyser les

courants et tensions hyperfréquences à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test.

$$v_i(t) = a_i(t) + b_i(t) \quad (2.3) \quad \text{et} \quad i_i(t) = \frac{a_i(t) - b_i(t)}{Z_0} \quad (2.4)$$

Z_0 étant défini comme l'impédance caractéristique du système de mesure. Dans les systèmes de mesures hyperfréquences actuels, cette impédance caractéristique a pour valeur 50 ohms.

2.2.2 Principe de fonctionnement et description de l'architecture de l'instrument.

L'architecture simplifiée de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire, dit « LSNA », « Large Signal Network Analyzer », en version 20GHz et deux ports est représentée sur la figure 2.2. Cette architecture est constituée principalement des cinq éléments suivants:

- ✓ un « **test set** » 40GHz comportant des coupleurs directifs large bande permettant de séparer les différentes ondes de puissances incidentes et réfléchies sur l'entrée et la sortie du dispositif à tester.
- ✓ une **source hyperfréquence** 50GHz, permettant de générer le signal incident vers l'entrée ou la sortie du dispositif à tester.
- ✓ un « **sampling converter** », c'est-à-dire un convertisseur 50GHz basé sur le principe des mélangeurs harmoniques, permettant de translater et de compresser les spectres aux fréquences micro-ondes vers les basses fréquences.
- ✓ une **unité d'acquisition** (4 voies) pour numériser et effectuer l'enregistrement des données.
- ✓ Un ordinateur associé à un **logiciel** permettant le traitement numérique et la visualisation des signaux basses fréquences.

Avant de décrire plus en détails ces différents éléments qui constituent le LSNA, il est important de noter que l'élément clef de ce système de mesure non linéaire est incontestablement le « sampling converter ». Il est basé à partir des fonctions principales de deux analyseurs de transition micro-onde synchronisés (Microwave Transition Analyzers) [1] et [2]. Comme le montre l'architecture simplifiée de la figure 2.2, le LSNA possède donc quatre canaux de réception **synchrones et identiques** qui ont pour objectif de convertir le spectre des fréquences micro-ondes vers les basses fréquences, d'échantillonner ce signal basse fréquence pour ensuite le numériser. Il est important de noter que toutes les fréquences internes du LSNA sont synchrones et construites à partir d'un signal de référence à 10MHz de référence. Ces quatre récepteurs échantillonnent de manière parfaitement synchrone et cohérente. Ils permettent

une mesure de phase entre les canaux, c'est-à-dire entre les différentes ondes de puissance.

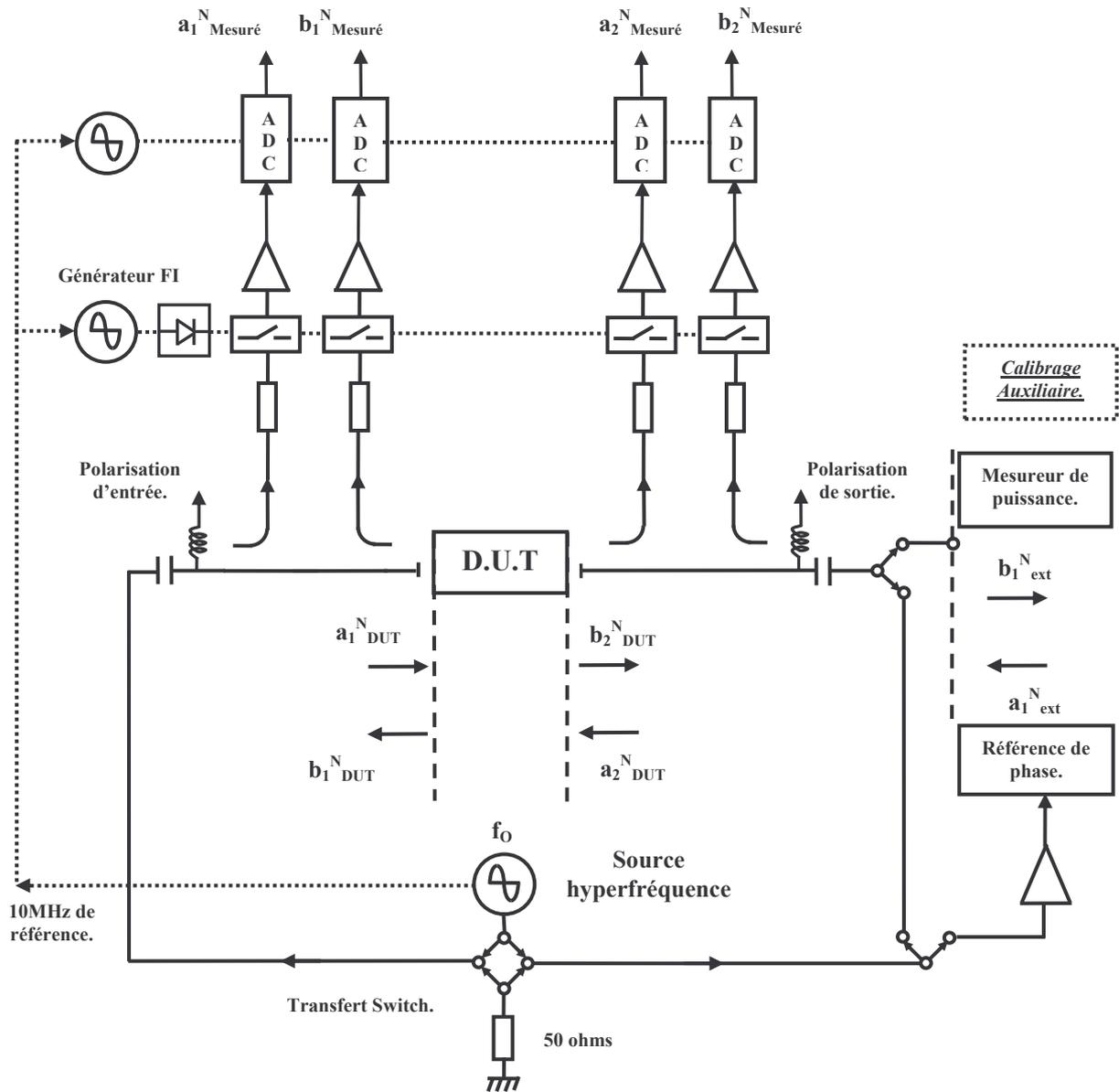


Figure 2.2 : Architecture simplifiée du système de caractérisation non linéaire MT4463 de la société MAURY Microwave.

2.2.2.1 La source hyperfréquence.

La source hyperfréquence utilisée dans l'analyseur de réseau non linéaire provient de la société AGILENT et a pour référence PSG_E8257D. Elle a pour premier objectif de générer l'onde incidente vers le dispositif sous test à une fréquence fixe et cela pour plusieurs niveaux de puissance. Pour remplir cette fonction, cette source hyperfréquence est une source synthétisée qui est capable de générer un signal hyperfréquence dans la bande de fréquences 250KHz à 50GHz, avec une résolution de 0.001Hz à partir d'un signal de référence à 10MHz. Cette source peut délivrer une puissance maximale de 200 mWatt, c'est à dire +23dBm tout en ayant une pureté spectrale, inférieure à -60dBc à fort niveau, et cela dans la gamme de fréquences de 2GHz à 20GHz. Il est à noter que dans notre application, il est crucial d'avoir une bonne pureté spectrale de la source afin de caractériser les non linéarités générées par le dispositif sous test et non par notre système de mesure. De plus, un contrôle très précis du niveau de puissance est possible avec une résolution inférieure à 0.1dB et cela sur une dynamique de 100dB.

Le deuxième objectif de cette source synthétisée est de distribuer son signal de référence 10MHz aux autres sous-ensembles du LSNA comme le convertisseur de fréquence et la carte d'acquisition afin de synchroniser toutes les fréquences internes de l'analyseur de réseau non linéaire. Le LSNA utilise donc le 10MHz de référence de la source hyperfréquence comme référence car celui-ci possède une très bonne stabilité en fréquence (inférieure à +/-0.2ppm).

2.2.2.2 Le test set MT4466.

Le bloc diagramme du « test set » est représenté sur la figure 2.3. Sa bande passante s'étend de 600MHz à 40GHz. Il est constitué des éléments suivants:

- ✓ de coupleurs directifs large bande qui permettent de séparer les ondes incidentes et réfléchies sur les deux accès du dispositif sous test. Le couplage est de l'ordre de 13dB et la directivité du pont de réflectométrie de l'ordre de 25dB.
- ✓ de deux circuits de polarisation (40Vmax, 0.4mA max) sur chaque port de l'instrument afin de polariser les dispositifs actifs sous test.
- ✓ de plusieurs commutateurs hyperfréquences et d'un « transfert switch » afin d'aiguiller le signal hyperfréquence lors des différentes phases d'étalonnage ou de mesure. L'architecture de ce « test set » permet d'éviter tout démontage et remontage des différents éléments hyperfréquences lors de la phase d'étalonnage et permet donc d'obtenir une bonne précision de mesure. De plus, grâce à l'architecture de ce « test-

set », il est possible d'exciter simultanément le dispositif sous test sur ces deux accès en utilisant un deuxième générateur.

- ✓ de deux commutateurs hyperfréquences SW1 et SW2 permettant d'insérer un amplificateur de puissance dans le cas où la puissance maximale de la source hyperfréquence est insuffisante.

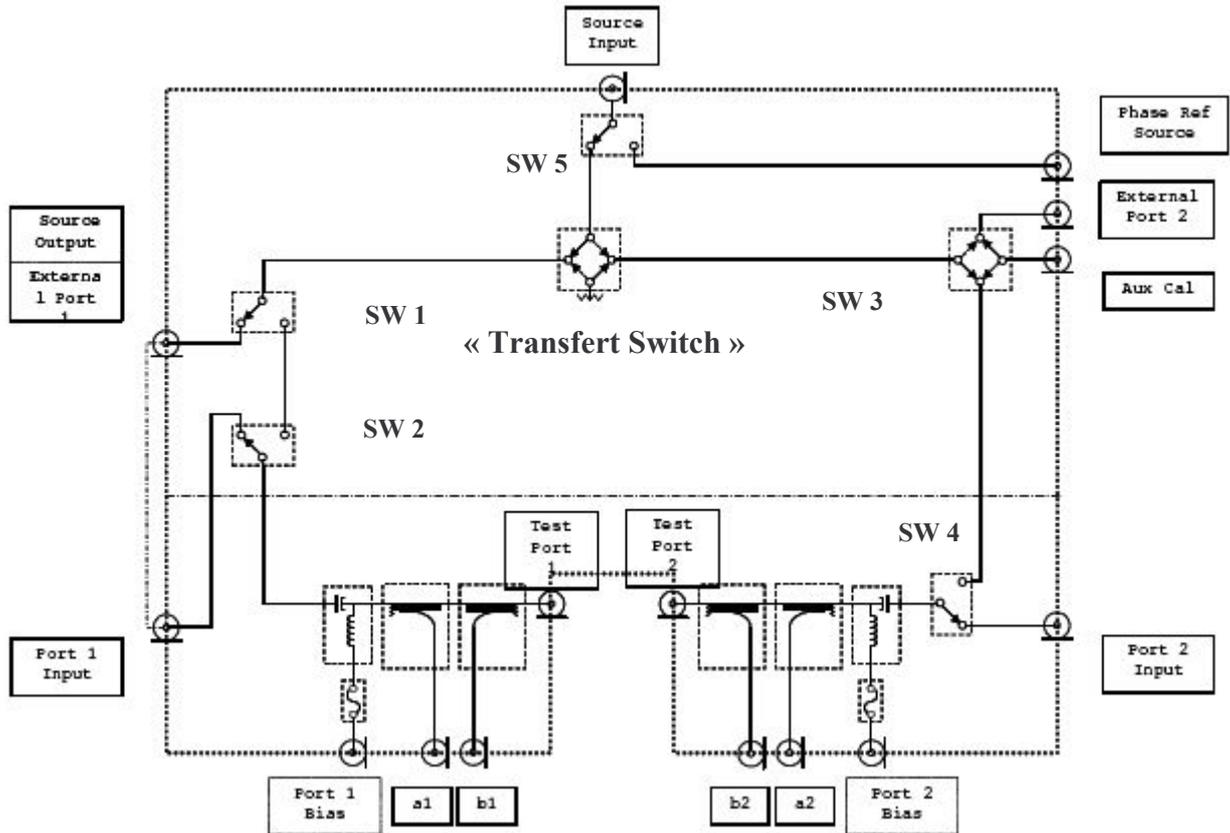


Figure 2.3 : Architecture détaillée du test set 40GHz MT4466 [18].

2.2.2.3 Le « sampling converter » MT4464.

L'unité la plus importante du LSNA est incontestablement le « sampling converter » dont le synoptique détaillé est représenté sur la figure 2.4. Il est constitué de quatre canaux identiques et synchrones dont la bande passante s'étend du continu à 50GHz. Ces quatre circuits de conversion ont pour but de convertir chaque signal hyperfréquence $(a_{1_RF}^N, b_{1_RF}^N, a_{2_RF}^N, b_{2_RF}^N)$ en un signal IF $(a_{1_IF}^N, b_{1_IF}^N, a_{2_IF}^N, b_{2_IF}^N)$ sur le principe de l'échantillonnage harmonique [3]. Chaque spectre du signal IF doit être l'image la plus parfaite du spectre de chaque signal hyperfréquence. Pour cela, le module et la phase des signaux IF doivent être proportionnels au module et à la phase des signaux hyperfréquences.

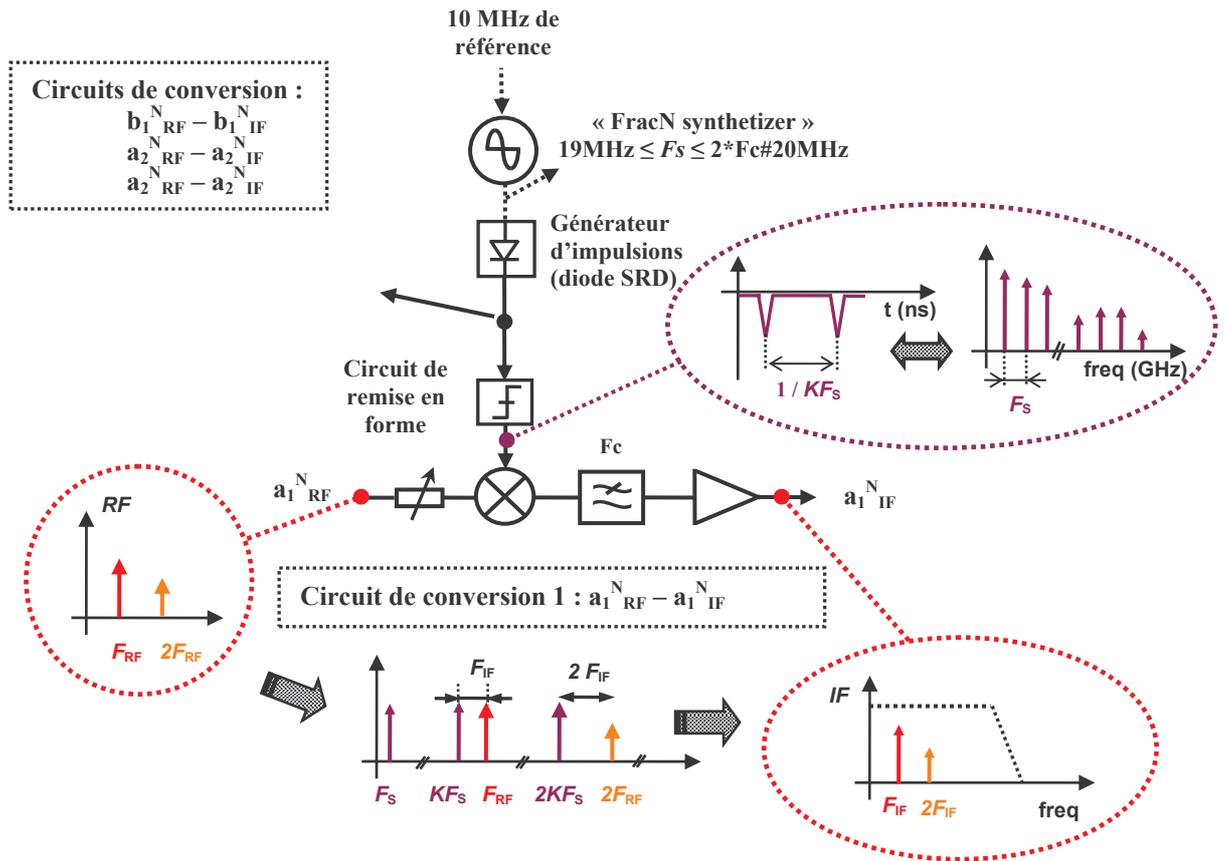


Figure 2.4: Architecture du « sampling converter » et synoptique détaillé d'une des quatre voies de conversion.

Un module « FracN synthesizer », synchrone au 10MHz de référence va générer un signal sinusoïdal dont la fréquence F_s est comprise entre 19 et 20MHz avec une résolution de 1Hz et une stabilité en fréquence qui dépend du 10MHz de référence. La programmation de la fréquence de ce module va dépendre de différents paramètres du LSNA tels que la résolution du filtre d'analyse (« Resolution BandWidth »), la fréquence du fondamental et le nombre d'harmoniques à analyser. Ce module « FracN synthesizer » alimente un générateur d'impulsions qui va convertir le signal sinusoïdal en un train d'impulsions étroites et donc riche en harmoniques dont la période est identique à celle du module « FracN synthesizer ». Ce générateur d'impulsions est basé sur un réseau de diodes SRD (Step Recovery diode). Ce train d'impulsions est ensuite envoyé sur les quatre têtes d'échantillonnage où un circuit de remise en forme permet d'obtenir des impulsions de largeur égale à 10psec afin de procéder à un mélange avec les signaux hyperfréquences. Ces quatre circuits de conversion ont donc la même fréquence OL qui est synchrone du 10MHz de référence du LSNA. Les signaux présents aux quatre entrées sont donc échantillonnés de manière parfaitement synchrone et cohérente.

Devant chaque récepteur est placé un atténuateur programmable permettant de garantir

un niveau de puissance inférieur à -10dBm afin que chaque récepteur travaille dans leur zone linéaire, mais aussi pour ne pas générer d'harmonique supérieur à -50dBc.

Ces quatre « sampling converter » possèdent un filtre IF DC-10MHz afin de supprimer les harmoniques indésirables dus au mélange et de respecter le critère de SHANNON pour ensuite échantillonner et numériser le signal FI.

Ces quatre échantillonneurs fonctionnent sur le principe de la compression et translation de fréquence. Pour cela, le signal RF doit être impérativement **périodique**. Cette opération s'effectue en choisissant la fréquence F_{OL} de manière à convertir le spectre large bande du **signal périodique** RF d'entrée (fondamental et ses harmoniques) en un spectre bande étroite image à plus basse fréquence (FI) tout en respectant les relations d'ordre au niveau amplitude et phase relatives du spectre initial du signal d'entrée. Cette opération consiste donc à une compression d'un signal RF large bande en un signal FI bande étroite.

2.2.2.4 La carte d'acquisition.

Cette carte d'acquisition va permettre la numérisation et l'acquisition des quatre canaux IF provenant du « sampling converter » à la fréquence d'échantillonnage de 25MSample/sec et avec une résolution de 14bits. Les quatre fréquences d'échantillonnage sont synchrones et sont générées à partir du 10MHz de référence du LSNA. Les quatre voies ont une impédance d'entrée de 50 ohms et un niveau maximal de 5Volts.

2.3 Etalonnage de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire.

2.3.1 Présentation générale de l'étalonnage.

Comme tout système de mesure, l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire présente un certain nombre d'imperfections pouvant être classées en trois catégories :

- ✓ **Les erreurs systématiques** dues aux imperfections du système de mesures liées aux performances hyperfréquences des éléments constituant l'analyseur de réseau non linéaire. Dans notre cas, pour des mesures non linéaires dans le domaine temporel, les erreurs systématiques de notre instrument de mesure se décomposent en deux types d'erreur. Le premier type est du aux réponses linéaires en amplitude et en phase; elles proviennent des éléments passifs tels que les coupleurs et les pointes hyperfréquences. Le deuxième type d'erreur est du à des réponses non linéaires en amplitude et en phase, typiquement elles proviennent des circuits actifs tels que des

amplificateurs à état solide et les diodes d'échantillonnage qui constituent le convertisseur de fréquence et le système d'acquisition et de numérisation. Dans le paragraphe 2.2.2.3, nous avons démontré l'intérêt de placer en amont des têtes d'échantillonnage des atténuateurs programmables afin de garantir un niveau de puissance inférieur à -10dBm et donc une distorsion harmonique inférieure à -60dBc [4]. Dans ces conditions expérimentales, les erreurs systématiques peuvent se résumer uniquement aux erreurs de distorsion linéaire. Ce type d'erreur est donc prédictible et est supposé invariant dans le temps. Il sera évalué lors de la procédure d'étalonnage et pris en compte lors de la mesure.

- ✓ **Les erreurs aléatoires** dues principalement à la présence du bruit apporté par les instruments de mesure, mais aussi par les erreurs mécaniques dues aux flexions des câbles et aux problèmes de reproductibilité des connections. Ce type d'erreur n'est pas prédictible et varie dans le temps. Il est donc difficilement quantifiable et ne pourra pas être éliminé par le calibrage. Néanmoins, ces erreurs aléatoires peuvent être minimisées en effectuant une moyenne sur un grand nombre de mesures.
- ✓ **Les erreurs de dérives** dues aux dérives des paramètres d'environnement comme la température, l'hygrométrie qui vont modifier les performances de l'instrument. Il est important de noter que dans notre cas, les différents éléments du LSNA sont installés dans un rack de mesure équipé d'un système de ventilation forcée. De plus la centrale de caractérisation est équipée d'une climatisation et d'un hygromètre afin de contrôler précisément la température et le degré d'humidité de l'air (température=23°C et hygrométrie à 45%).

Pour corriger les erreurs systématiques et effectuer des mesures dans des plans de référence du dispositif sous test, un calibrage hyperfréquence est nécessaire. Depuis plusieurs années les techniques d'étalonnage des analyseurs de réseau usuels ont été développées et sont actuellement bien connues. Néanmoins, dans notre cas, pour des mesures non linéaires, nous ne pouvons utiliser directement ces modèles d'erreur. En effet, avec le LSNA, nous voulons effectuer des mesures vectorielles des différentes ondes de puissance de manière **absolue en amplitude et en phase** alors que l'analyseur de réseau conventionnel effectue, quant à lui, des rapports d'ondes de quantité complexe et sans dimension. Pour cela, l'équipe de recherche NMDG - Hewlett-Packard a développé et mis au point une technique d'étalonnage de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire [4], [5] et [6] qui se décompose en deux parties :

- ✓ Un **étalonnage relatif** similaire à l'étalonnage d'un analyseur de réseau conventionnel.
- ✓ Un **étalonnage absolu** qui se décompose en deux étapes. La première étape consiste à effectuer un **étalonnage en puissance** en utilisant un Wattmètre hyperfréquence comme référence de puissance. La deuxième étape consiste à effectuer un **étalonnage en phase** en utilisant un générateur d'impulsions de référence étalonné en phase.

L'étalonnage du LSNA est basé sur un modèle qui utilise le concept des matrices de transfert afin de relier les ondes de puissances dans le plan de référence du dispositif sous test aux ondes de puissance brutes, c'est-à-dire sans correction par des relations linéaires. Ce modèle d'erreur est représenté par les équations (2.5) et utilise les hypothèses suivantes :

- ✓ L'isolation entre les deux accès du système de mesure non linéaire (« crosstalk ») est supposée parfaite jusque 20GHz [7]. Ceci implique donc les zéros de la matrice d'erreur (2.5).
- ✓ Chaque chaîne complète de réception (sampling converter, amplificateur et CAN) est supposée parfaitement linéaire pendant la mesure et la phase d'étalonnage. Cette dernière hypothèse implique qu'il existe une relation unique, purement linéaire entre les grandeurs mesurées non corrigées après conversion de fréquence $(a_{1_mesuré}^N, b_{1_mesuré}^N, a_{2_mesuré}^N, b_{2_mesuré}^N)$ et les quantités effectives dans le plan du dispositif sous test $(a_{1_DUT}^N, b_{1_DUT}^N, a_{2_DUT}^N, b_{2_DUT}^N)$.

$$\begin{pmatrix} a_{1_DUT}^N \\ b_{1_DUT}^N \\ a_{2_DUT}^N \\ b_{2_DUT}^N \end{pmatrix} = K^N \times \begin{pmatrix} \alpha_1^N & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \delta_2^N \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_{1_mesuré}^N \\ b_{1_mesuré}^N \\ a_{2_mesuré}^N \\ b_{2_mesuré}^N \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

N étant l'indice des différentes fréquences harmoniques.

Ainsi, la matrice d'erreur comporte 8 termes complexes $\alpha_1^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$ et un coefficient complexe commun K^N pour chaque fréquence harmonique N. Cette matrice d'erreur et ce coefficient commun caractérisent la chaîne de mesure globale aux fréquences $N \cdot F_0$. Les 8 coefficients complexes inconnus de la matrice d'erreur vont être déterminés par l'étalonnage relatif, tandis que le coefficient complexe commun K^N , lui va être déterminé lors de l'étalonnage absolu. Il est important de noter qu'à la

fréquence fondamentale, $\alpha_1^1 = 1$. Ceci nous montre que dans ce modèle, la phase de chaque harmonique est référencé par rapport à la fréquence fondamentale de l'onde incidente $a_{1_DUT}^1$. Connaissant ces coefficients complexes et ayant effectué une mesure avec le LSNA, il suffira d'appliquer ces relations pour obtenir les différentes ondes de puissance dans le plan du dispositif à caractériser. Les procédures d'étalonnage vont être maintenant décrites dans les paragraphes suivants.

2.3.2 Etalonnage pour les applications en structure coaxiale.

Dans de nombreuses applications, la caractérisation des dispositifs est réalisée dans une cellule de test en structure coaxiale. L'analyseur de réseau non linéaire permet d'effectuer un étalonnage précis de l'instrument pour ce type de structure de propagation. Au laboratoire, avec l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire, nous pouvons actuellement effectuer des étalonnages en structure coaxiale 3.5 et 2.4mm. Comme, nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, l'objectif de la procédure d'étalonnage est de déterminer les 9 coefficients complexes inconnus $K^N, \alpha_1^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$ et cela pour chaque fréquence $N \cdot F_0$. Une fois ces coefficients complexes connus, il suffira d'appliquer les relations linéaires (2.5) aux quantités mesurées par le LSNA pour connaître les ondes de puissance dans les plans du dispositif sous test. Mais avant de commencer l'étalonnage, il convient de définir les différents paramètres expérimentaux du LSNA, c'est à dire sa fréquence fondamentale d'excitation, le nombre d'harmoniques à analyser et la résolution fréquentielle de l'instrument (« Resolution BandWidth »). L'étalonnage en structure coaxiale peut maintenant se résumer aux étapes suivantes. La première phase va consister à effectuer un **étalonnage relatif** de type SOLT (Short, Open, Load et Thru) dans le plan du dispositif à tester, sur les deux accès du LSNA à l'aide d'un kit d'étalonnage mécanique dont les différents étalons sont parfaitement connus. Cette étape est similaire au calibrage effectué sur un analyseur de réseau conventionnel [8] et nous permet de connaître les 8 coefficients complexes $\alpha_1^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N$ et δ_2^N pour chaque fréquence $N \cdot F_0$.

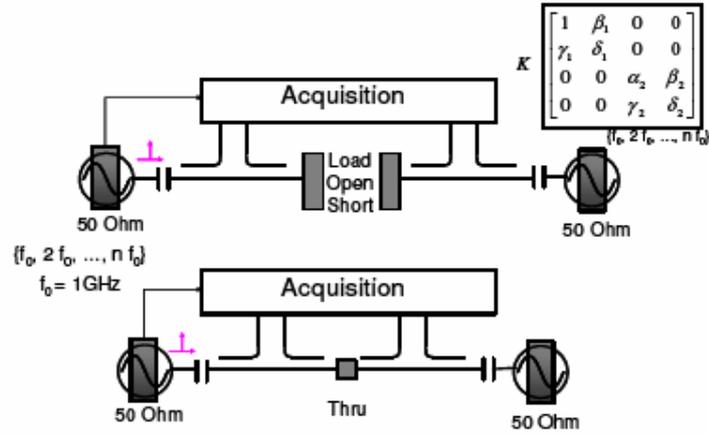


Figure 2.5: Etalonnage relatif (SOLT) en structure coaxiale [18].

Il reste maintenant à déterminer le coefficient complexe commun K^N en amplitude et en phase. Ceci constitue la deuxième phase de l'étalonnage que l'on appelle l'**étalonnage absolu en puissance et en phase**. Pour déterminer l'amplitude de ce coefficient complexe K^N , nous allons effectuer un **étalonnage absolu en puissance** en utilisant un mesureur de puissance hyperfréquence qui sera connecté sur l'accès 1 de référence du LSNA. Un signal incident est appliqué sur cet accès grâce à la source hyperfréquence. Les mesures du LSNA et du wattmètre pour chaque harmonique sont comparées et connaissant le graphe de fluence de la sonde de puissance représentée figure 2.6, on peut en déduire la valeur du module du coefficient complexe K^N par la relation (2.6).

Les paramètres de la sonde de puissance en fonction de la fréquence sont connus au niveau du LSNA. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2.3.1, le niveau de puissance au niveau de chaque tête d'échantillonnage ne doit pas dépasser -10dBm afin de ne pas créer des erreurs de distorsion au niveau de l'instrument. Il en est de même pour la sonde de puissance et la source hyperfréquence. En effet, il est indispensable de connaître pour chaque fréquence, les harmoniques générés par cette source hyperfréquence.

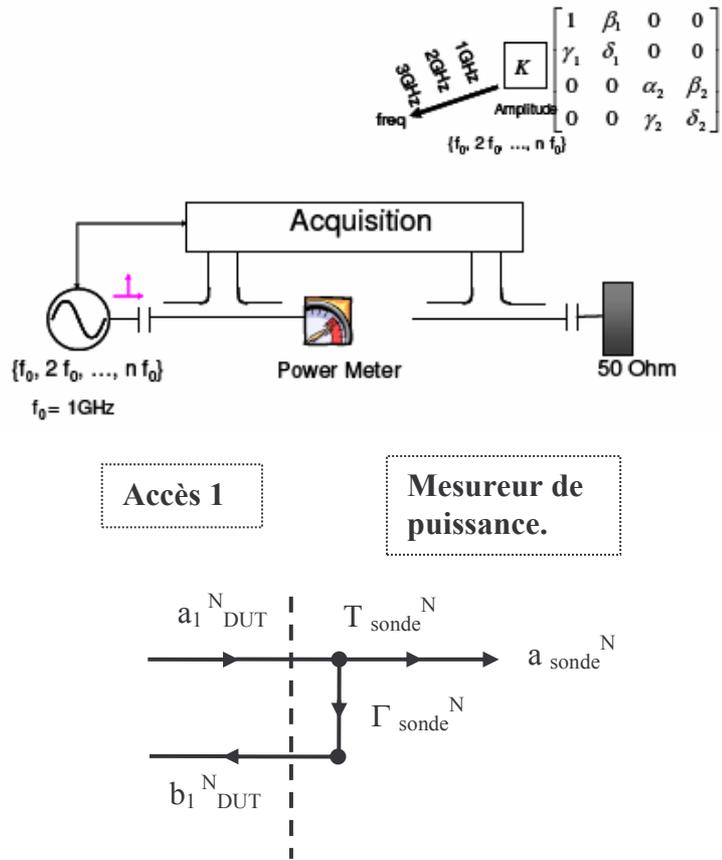


Figure 2.6 : Modèle d'erreur lors de l'étalonnage en puissance [18].

$$|K^N| = \frac{|a_{sonde}^N|}{|T_{sonde}^N (\alpha_1^N \times a_{1_mesuré}^N + \beta_1^N \times b_{1_mesuré}^N)|} \quad (2.6)$$

Pour cela, le générateur hyperfréquence est étalonné afin de connaître pour chaque fréquence, le niveau de puissance maximale admissible afin d'obtenir un niveau de puissance des harmoniques et des sub-harmoniques inférieur à -60dBc dans toute la gamme de fréquence d'analyse de la sonde de puissance et d'optimiser le rapport signal à bruit de la mesure. Ce fichier d'étalonnage fait donc partie de la configuration du LSNA. Dans notre cas, nous avons prêté une attention plus particulière lors du choix de cette source hyperfréquence, en choisissant un modèle capable de délivrer une puissance maximale de 100mWatt (+20dBm) jusque 20GHz, tout en ayant un niveau d'harmonique inférieur à -60dBc. Ceci nous permet de s'affranchir de ce problème tout en conservant un très bon rapport signal à bruit au niveau de la mesure.

Une dernière étape est nécessaire pour déterminer la phase du coefficient complexe K^N . Nous allons pour cela effectuer un **étalonnage absolu en phase** en utilisant une référence de

phase étalon qui sera connectée sur l'accès 1 du LSNA. Plus de détails techniques sur ce générateur étalon caractérisé en phase seront donnés dans le paragraphe 2.3.4. Ce générateur étalon va délivrer une onde de puissance de référence dont les relations de phase entre les différents harmoniques sont connues.

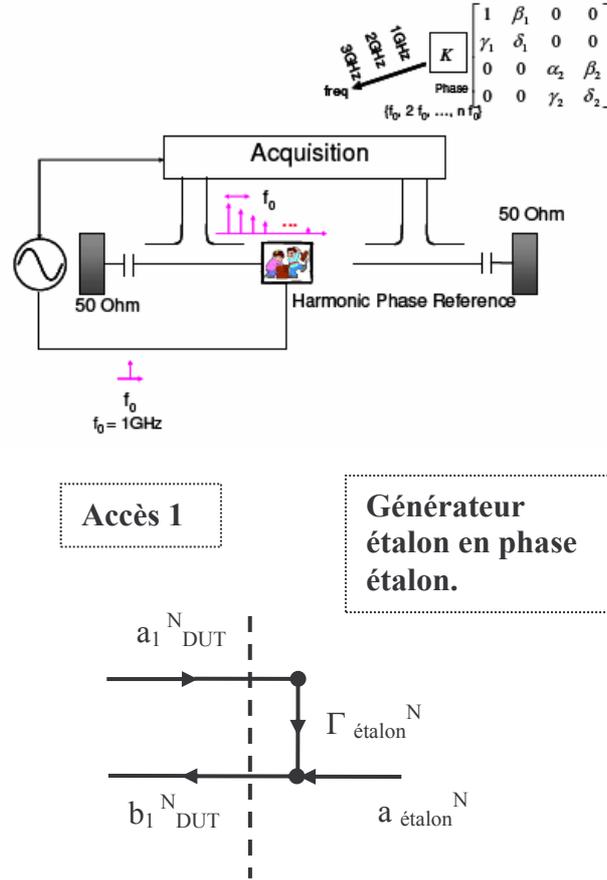


Figure 2.7 : Modèle d'erreur lors de l'étalonnage en phase [18].

$$Arg(K^N) = Arg\left(\frac{a_{\text{étalon}}^N}{(\gamma_1^N - \alpha_1^N \times \Gamma_{\text{étalon}}^N) \times a_{\text{mesuré}}^N + (\delta_1^N - \Gamma_{\text{étalon}}^N \times \beta_1^N) \times b_{\text{mesuré}}^N}\right) \quad (2.7)$$

Toutes les composantes spectrales, $a_{\text{étalon}}^N$, de l'onde de puissance du générateur étalon sont connues et ont été caractérisées au préalable à l'aide d'un oscilloscope numérique à échantillonnage par un étalonnage particulier appelé « nose to nose » [9] et [10]. Les coefficients de réflexion sont caractérisés en utilisant un analyseur de réseau vectoriel conventionnel [4]. Les mesures du LSNA et de l'onde de puissance de référence sont comparées pour chaque harmonique et connaissant le graphe de fluence de la sonde de puissance représentée figure 2.7, on peut en déduire la valeur de la phase du coefficient complexe K^N pour chaque fréquence grâce à la relation (2.7).

2.3.3 Etalonnage pour les applications sous pointes.

La plupart des composants issus de la centrale technologique de l'IEMN sont caractérisés directement sur plaque à l'aide de sondes coplanaires afin d'obtenir leurs performances hyperfréquences au plus près du composant. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, des étalonnages relatif et absolu sont nécessaires pour calibrer notre analyseur de réseau non linéaire dans le plan du dispositif sous test. Dans le cas des mesures sous pointes, on préférera utiliser un étalonnage LRRM (Line, Reflect : Open, Reflect : Short, et Load) pour la **phase d'étalonnage relatif** à l'étalonnage SOLT (Short, Open, Load et Thru). En effet, avec ce type d'étalonnage LRRM, il est bien connu que la précision de l'étalonnage est moins dépendante de la qualité des étalons du kit d'étalonnage et de la qualité des sondes coplanaires [11]. Comme pour la structure coaxiale, le modèle d'erreur fait l'hypothèse que l'isolation entre les accès 1 et 2 du système de mesures est parfaite.

En ce qui concerne la **phase d'étalonnage absolu**, pour déterminer l'amplitude et la phase du complexe K^N dans le cas des mesures sous pointes, l'étalonnage va se complexifier. En effet, à ce jour, les références de phase (le générateur d'harmoniques étalon) et de puissance (sonde wattmètre) ne sont disponibles qu'en structure coaxiale et ne peuvent donc être connectées dans le plan du dispositif sous test. Pour pallier à ce problème, un accès connecteurisé supplémentaire, appelé « calibrage auxiliaire » est implémenté au niveau du test-set (cf figure 2.8) afin de recevoir les deux étalons connecteurisés nécessaires à l'étalonnage absolu. Ce nouveau plan de référence va être un plan de calibrage intermédiaire. Le plan de calibrage final sera ensuite translaté dans le plan du dispositif sous test. Ce principe nous permet de déterminer les valeurs du coefficient complexe K^N sans opération de démontage et comme si les étalons étaient connectés dans le plan des pointes coplanaires. Ce type de procédure utilise le principe de réciprocité défini par A. Ferrero [12] et [13] dans les années 1993. Dans son application, il applique ce procédé pour des mesures en régime grand signal en effectuant uniquement un étalonnage en puissance absolue, dans un environnement sous pointes hyperfréquences. En 1995, Jan Verspecht a étendu ce principe de réciprocité à l'analyseur de réseau non linéaire [4] et [5].

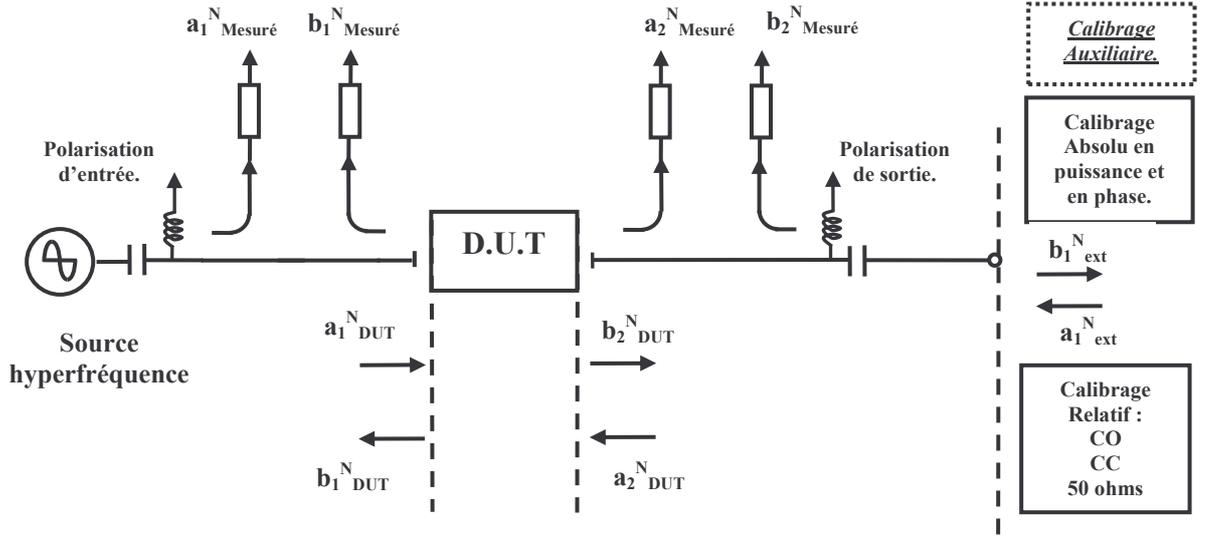


Figure 2.8: Représentation des différents plans de référence.

Après avoir effectué le calibrage relatif LRRM dans le plan des pointes, un calibrage absolu dans le plan de référence de l'accès « calibrage auxiliaire » est réalisé en suivant une procédure analogue à l'étalonnage absolu en structure coaxiale décrite dans le paragraphe 2.3.2 et en utilisant uniquement trois charges coaxiales différentes (Court-circuit, Circuit Ouvert et Charge adaptée) pour l'étalonnage relatif et les deux standards en puissance et en phase pour l'étalonnage absolu. Durant cette étape d'étalonnage, les deux pointes coplanaires de la station sont connectées par une ligne de transmission sans perte, d'impédance caractéristique 50 ohms. Ces mesures vont nous permettre de connaître les relations qui lient les différentes ondes de puissance entre le plan de référence de l'accès « calibrage auxiliaire » et celles de la mesure brute.

$$\begin{pmatrix} a_{1_cal_aux}^N \\ b_{1_cal_aux}^N \end{pmatrix} = L^N \times \begin{pmatrix} \chi^N & \lambda^N \\ \mu^N & \nu^N \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_{1_mesuré}^N \\ b_{1_mesuré}^N \end{pmatrix} \quad \text{avec } \chi^1 = 1 \quad (2.8)$$

Or, les relations des ondes de puissance entre les plans du dispositif sous test et le plan de « calibrage auxiliaire » sont décrites par les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} a_{1_cal_aux}^N \\ b_{1_cal_aux}^N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{11}^N & t_{12}^N \\ t_{21}^N & t_{22}^N \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_{1_DUT}^N \\ b_{1_DUT}^N \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Ces équations caractérisent le circuit électrique passif et linéaire entre ces deux ports de référence, nous pouvons appliquer le principe de réciprocité qui se traduit mathématiquement par les relations suivantes :

$$t_{11}^N t_{22}^N - t_{12}^N t_{21}^N = 1 \quad (2.10)$$

Or d'après le modèle d'erreur utilisé par l'analyseur de réseau non linéaire, nous avons les

relations suivantes pour les ondes de puissance sur l'accès 1 :

$$\begin{pmatrix} a_{1_DUT}^N \\ b_{1_DUT}^N \end{pmatrix} = K^N \times \begin{pmatrix} \alpha_1^N & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_{1_mesuré}^N \\ b_{1_mesuré}^N \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Avec le coefficient K^N comme inconnu qui va maintenant être déterminé. En combinant les deux équations (2.8) et (2.10), on peut écrire :

$$\begin{pmatrix} a_{1_cal_aux}^N \\ b_{1_cal_aux}^N \end{pmatrix} = L^N \times \begin{pmatrix} \chi^N & \lambda^N \\ \mu^N & \nu^N \end{pmatrix} \times \left[K^N \begin{pmatrix} \alpha_1^N & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{pmatrix} \right]^{-1} \begin{pmatrix} a_{1_DUT}^N \\ b_{1_DUT}^N \end{pmatrix} \quad (2.12), \text{ en}$$

comparant les équations (2.9) et (2.12), on peut en déduire que :

$$\begin{pmatrix} t_{11}^N & t_{12}^N \\ t_{21}^N & t_{22}^N \end{pmatrix} = L^N \times \begin{pmatrix} \chi^N & \lambda^N \\ \mu^N & \nu^N \end{pmatrix} \times \left[K^N \begin{pmatrix} \alpha_1^N & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{pmatrix} \right]^{-1} \quad (2.13)$$

En appliquant le principe de réciprocité, nous pouvons donc écrire :

$$\det \left(L^N \times \begin{pmatrix} \chi^N & \lambda^N \\ \mu^N & \nu^N \end{pmatrix} \times \left[K^N \begin{pmatrix} \alpha_1^N & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{pmatrix} \right]^{-1} \right) = 1 \quad (2.14)$$

La résolution de cette équation va nous permettre de déterminer le coefficient complexe K^N .

$$K^N = \pm \sqrt{Q^N} \quad \text{avec} \quad Q^N = (L^N)^2 \begin{pmatrix} \nu^N - \lambda^N \mu^N \\ \delta_1^N - \beta_1^N \gamma_1^N \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

La détermination du complexe K^N est donc possible, néanmoins, il reste le problème de l'indétermination du signe de K^N . Pour y remédier, les ingénieurs de recherche HP - NMDG ont regardé le sens physique de ce coefficient et mis au point une technique.

Un organigramme représenté sur la page suivante synthétise la procédure d'étalonnage de l'analyseur de réseau non linéaire pour les applications sur des dispositifs sur plaque ou connectés. Il est important de noter que pour des mesures sous pointes aux fréquences micro-ondes, ce type d'étalonnage possède un grand avantage car il permet d'effectuer un étalonnage hyperfréquence absolu en amplitude et phase, sous pointes coplanaires sans montage et démontage d'un quelconque élément du banc de test.

Dispositif sur plaque.

1^{ère} étape : Etalonnage de type LRRM dans le plan des sondes hyperfréquences.

⇒ Détermination des huit coefficients complexes $\alpha_1^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N$ et δ_2^N pour chaque harmonique.

2^{ème} étape : Etalonnage relatif coaxial de type SOL dans le plan du connecteur auxiliaire.

⇒ Détermination des quatre coefficients complexes $\chi_1^N, \lambda_1^N, \mu_1^N$ et ν_2^N pour chaque harmonique.

3^{ème} étape : Etalonnage absolu en puissance dans le plan du connecteur auxiliaire :

⇒ Détermination des amplitudes du coefficient complexe L_1^N pour chaque harmonique.

4^{ème} étape : Etalonnage absolu en phase dans le plan du connecteur auxiliaire :

⇒ Détermination des différentes phases du coefficient complexe L_1^N pour chaque harmonique.

5^{ème} étape : Application du principe de réciprocité pour « traduire » le calibrage absolu en puissance et phase du plan « Calibrage Auxiliaire » au plan des sondes hyperfréquences.

Dispositif connectivé.

1^{ère} étape : Etalonnage de type SOLT dans le plan du dispositif sous test.

⇒ Détermination des huit coefficients complexes $\alpha_1^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N$ et δ_2^N pour chaque harmonique.

2^{ème} étape : Etalonnage absolu en puissance dans le plan du dispositif sous test :

⇒ Détermination des amplitudes du coefficient complexe K^N pour chaque harmonique.

3^{ème} étape : Etalonnage absolu en phase dans le plan du dispositif sous test :

⇒ Détermination des différentes phases du coefficient complexe K^N pour chaque harmonique.

2.3.4 Générateur d'impulsions étalon.

Le générateur d'impulsions étalon génère une forme d'onde périodique riche en harmoniques, jusque 20GHz dont on connaît parfaitement les relations de phase de chaque harmonique par rapport à la fréquence fondamentale. Pour cela, le signal de cet étalon a été préalablement caractérisé en amplitude et en phase grâce à un oscilloscope numérique à échantillonnage en suivant une procédure particulière appelée « nose to nose ». Cette procédure a été développée par Jan Verspecht [9] et [10]. La représentation temporelle et spectrale du signal de sortie du générateur étalon est donnée figure 2.9.

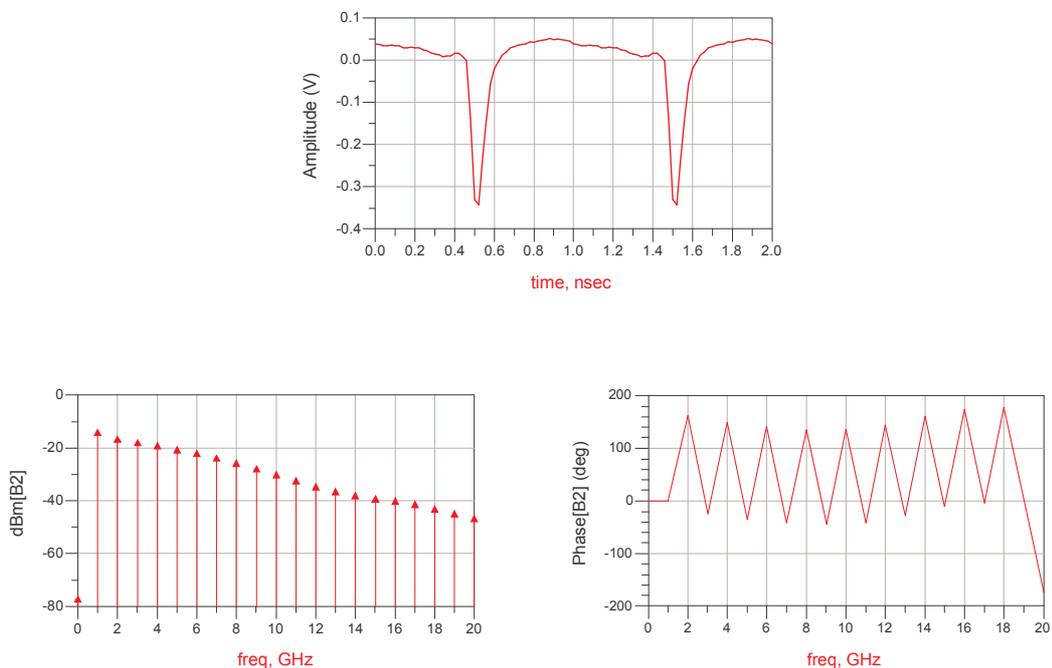


Figure 2.9: Représentation temporelle et spectrale du signal de sortie du générateur d'impulsions étalon.

Le synoptique de ce générateur étalon est constitué de deux sous-ensembles représentés figure 2.10. Le premier sous ensemble est constitué d'un coupleur et d'un amplificateur de puissance. Une source hyperfréquence va injecter un signal sinusoïdal compris entre 600MHz et 1.2GHz à l'entrée de ce premier sous-ensemble. L'amplificateur permet de délivrer un niveau de puissance suffisamment élevé à l'élément non linéaire du deuxième sous ensemble. Une sonde de puissance hyperfréquence doit être connectée au diviseur de puissance afin de contrôler très précisément le niveau de puissance injecté à l'entrée du dispositif non linéaire.

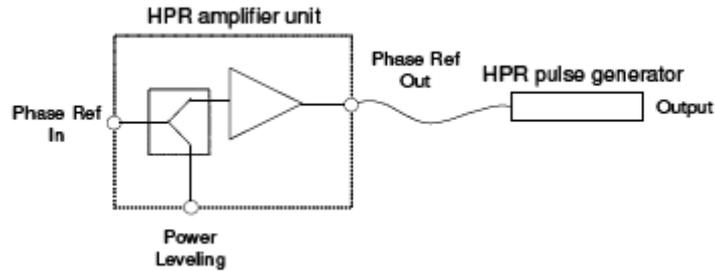


Figure 2.10: Synoptique du générateur d'impulsions étalon.

Le deuxième sous-ensemble est un élément fortement non linéaire, une diode SRD « Step Recovery Diode » [14] et [15]. Un atténuateur de 20 dB est placé à la sortie pour réduire le niveau crête à crête du signal de manière à ce que les têtes d'échantillonnage du système de mesure puissent travailler dans leur domaine de linéarité, mais aussi pour assurer une bonne adaptation de sortie du générateur étalon.

2.4 Estimation des performances et validation des mesures de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire.

Avant d'effectuer des mesures non linéaires avec cet équipement, il nous a semblé judicieux d'évaluer les performances, la qualité et la précision de mesure de ce dernier. Pour cela, dans un premier temps, nous avons confronté les mesures provenant du LSNA à celles provenant d'un analyseur de réseau vectoriel de dernière génération, de la société Agilent Technologies. Cet analyseur de réseau usuel sera notre référence. Les deux instruments ont été paramétrés de façon à avoir une configuration la plus identique possible. Nous avons fixé la puissance des sources à 0dBm et utilisé un filtre de résolution « Resolution BandWidth » de 100Hz. Aucun calcul de moyenne n'est appliqué et le même type d'étalonnage a été appliqué pour les deux instruments. Trois dispositifs hyperfréquences passifs en structure coaxiale et un circuit actif sous pointes hyperfréquences coplanaires ont été caractérisés afin de comparer les mesures provenant de ces deux équipements et de mettre en évidence la précision et la dynamique de mesure du LSNA par rapport à un analyseur de réseau de dernière génération dans la bande de fréquences de 1 à 20GHz.

Dans un deuxième temps, nous avons utilisé le LSNA en mode classique d'utilisation, c'est-à-dire pour des applications non linéaires sur une ligne de transmission afin de connaître la dynamique de mesure de ce dernier en fonction de la fréquence. Enfin, nous avons confronté les mesures non linéaires de notre équipement, sur un amplificateur adapté à d'autres mesures effectuées par différents laboratoires européens.

2.4.1 Comparaison et confrontation des mesures effectuées par l'analyseur de réseau non linéaire en mode VNA à celles d'un analyseur de réseau usuel.

Dans ce paragraphe, nous allons utiliser le LSNA en mode analyseur de réseau afin de caractériser dans un premier temps trois dispositifs hyperfréquences passifs:

- ✓ une ligne de transmission sans perte provenant d'un kit d'étalonnage dont la longueur électrique est parfaitement connue.
- ✓ un filtre passe-bas LP1200 de la société Mini-Circuits.
- ✓ Un tuner passif de la société Focus Microwave. L'utilisation du tuner comme élément de référence présente l'intérêt de couvrir une grande gamme de coefficient de réflexion et de pertes en transmission sans aucun montage et démontage.

Ces trois dispositifs passifs et linéaires sont en structure coaxiale de type 2.4mm. Dans un deuxième temps, nous avons réalisé des mesures sous pointes hyperfréquences en caractérisant un circuit actif, à savoir un transistor HEMT de la filière GaN, fonctionnant en régime linéaire.

2.4.1.1 Comparaison des mesures effectuées sur une ligne de transmission sans perte.

Cette ligne de transmission du kit d'étalonnage est un dispositif parfaitement adapté (50 ohms). En comparant les coefficients de réflexion mesurés par le LSNA (figure 2.12) à ceux du VNA (figure 2.11), nous pouvons mettre en évidence la différence de dynamique de mesure entre ces deux instruments. Cette différence est de l'ordre de 20 à 30dB pour les mêmes configurations d'instrument et cela jusque 20GHz. De même, en comparant les paramètres de transmission mesurés, nous pouvons noter que la différence est négligeable. Cela signifie que ces deux instruments possèdent une précision de mesure similaire, excepté concernant la sensibilité de mesure des coefficients de réflexion. En effet, dans le cas du LSNA, la mesure du coefficient de réflexion est limitée à -60dB vis-à-vis du VNA qui est de l'ordre -80dB et qui peut atteindre des valeurs -120dB en optimisant ses paramètres de réglage.

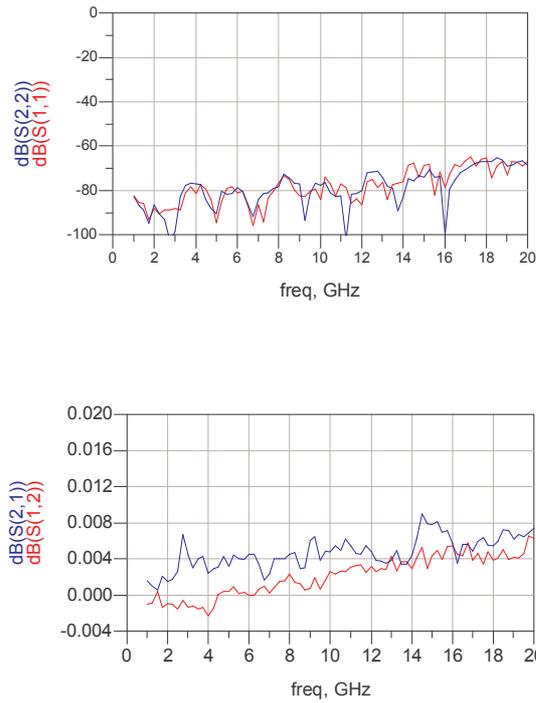


Figure 2.11 : Caractérisation de la ligne de transmission par l'analyseur de réseau usuel (VNA).

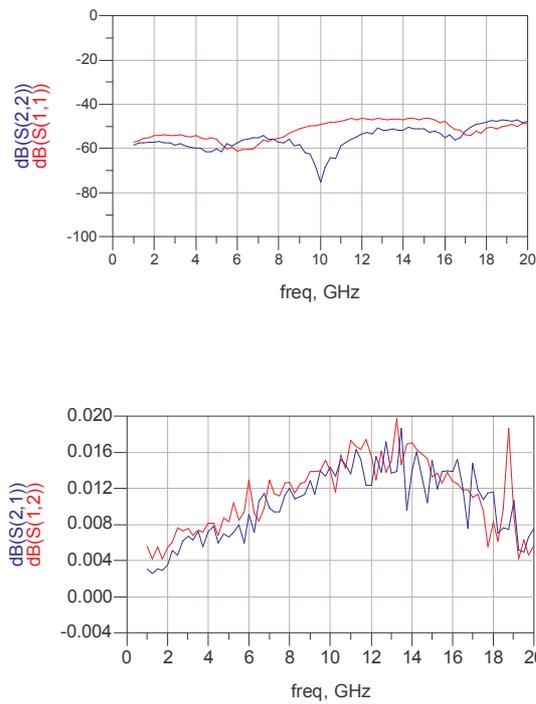


Figure 2.12: Caractérisation de la ligne de transmission par le LNA.

2.4.1.2 Comparaison des mesures effectuées sur un filtre.

Ce filtre est un filtre passe-bas de la société Mini-Circuit, dont la fréquence de coupure est 1.2GHz. Ce dispositif passif est en connectique SMA. Il va nous permettre de comparer les mesures provenant des deux instruments et cela pour différentes valeurs de coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence.

En observant et comparant les deux coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} provenant des deux instruments (cf figure 2.13), on remarque que les mesures sont très proches tant au niveau du module que de la phase et cela sur toute la bande de fréquences (1-20GHz).

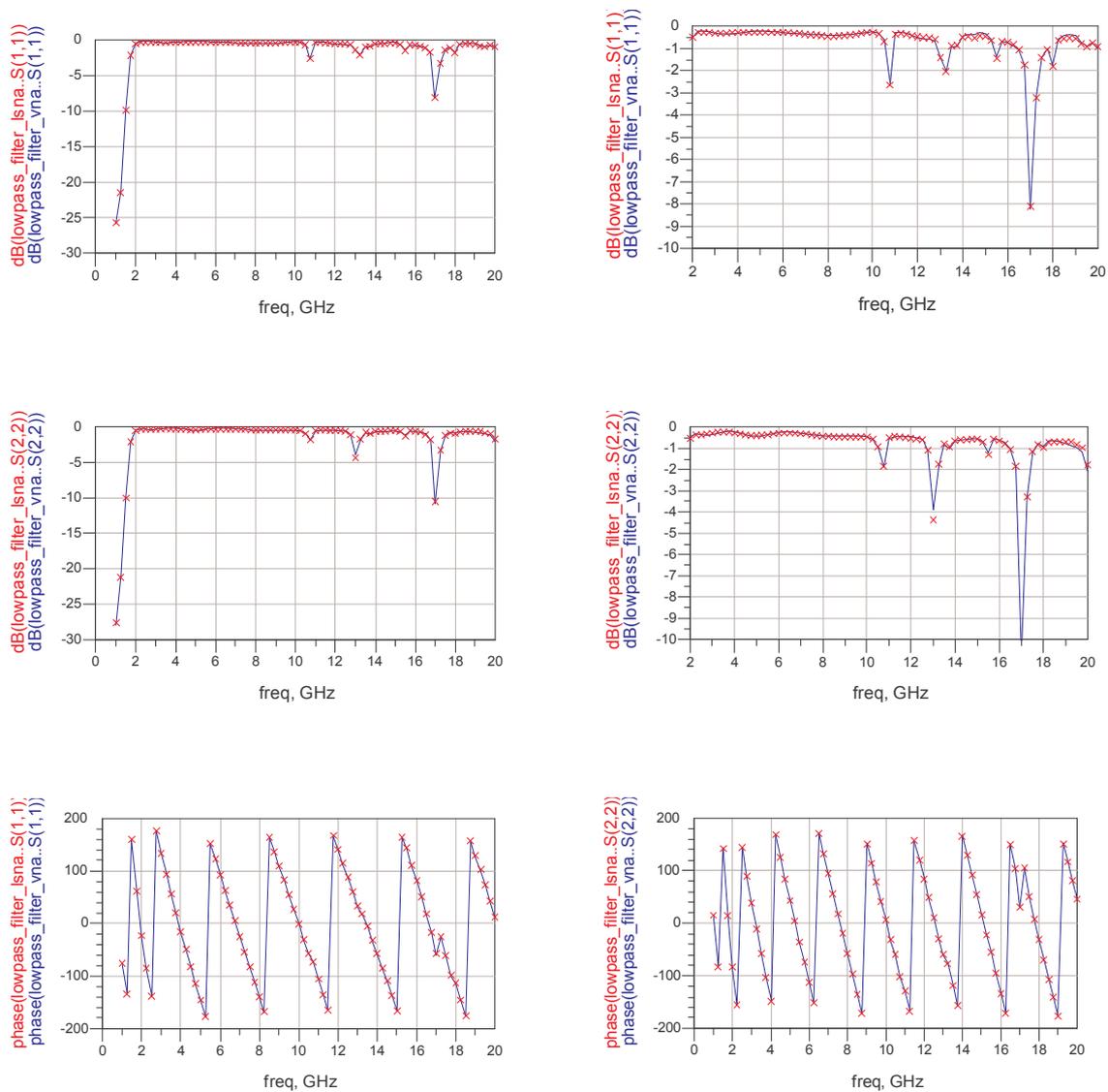


Figure 2.13: Coefficients de réflexion du filtre passe-bas Mini-Circuit. Courbes bleues, mesures effectuées par un VNA usuel, croix rouges mesures effectuées par le LSNA.

En ce qui concerne les paramètres de transmission, les mesures sont là aussi très proches sur toute la bande de fréquences tant au niveau du module que de la phase. Néanmoins, lorsque le paramètre de transmission S_{21} devient inférieur à -65dB , le manque de dynamique du LSNA se fait ressentir. Pour cette étude, le niveau de puissance de la source hyperfréquence a été fixé à 0dBm , c'est-à-dire 1mW . En tenant compte des pertes des différents éléments passifs du test-set (coupleurs, T de polarisation...) et des câbles d'accès qui sont de l'ordre de 5dB , on peut estimer le niveau minimal de puissance détectable à 6GHz dans le plan du calibrage de la façon suivante.

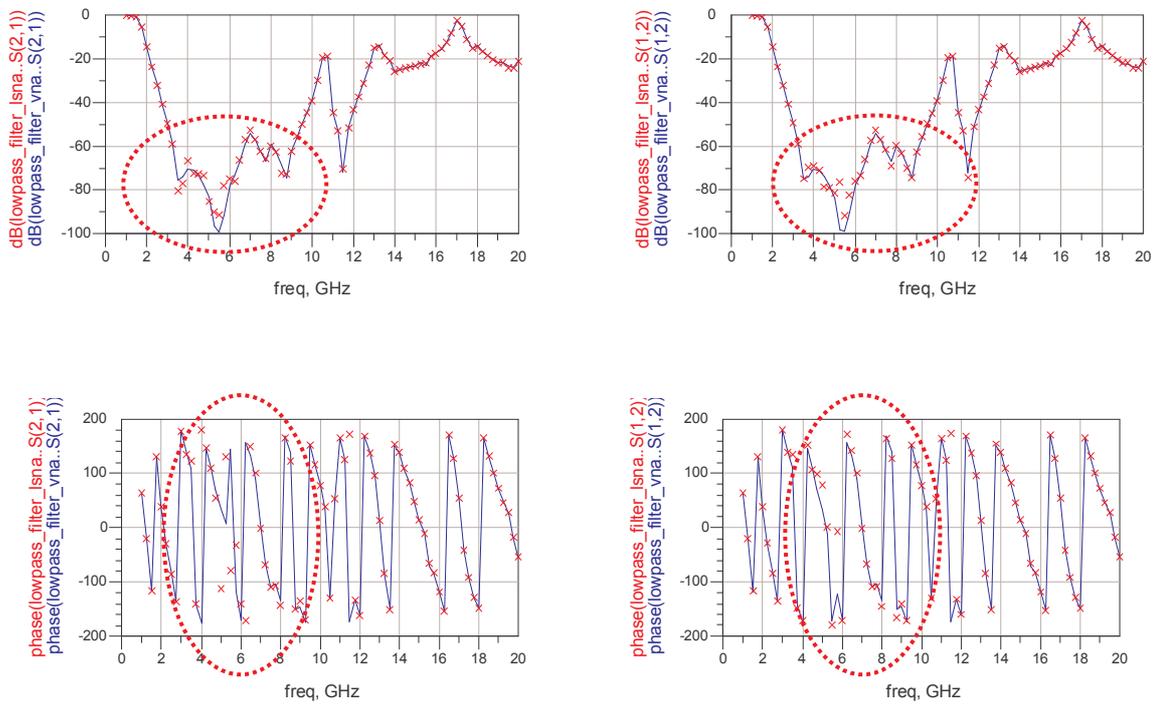


Figure 2.14 : Paramètres de transmission du filtre passe-bas Mini-Circuit.
 Courbes bleues, mesures effectuées par un VNA usuel, croix rouges mesures effectuées par le LSNA.

D'après la figure 2.14, l'erreur de mesure apparaît pour des $S_{21} \leq -65\text{dB}$

Or,
$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{Puissance_transmise}}{\text{Puissance_injectée}}$$

Et,
$$\text{Puissance_transmise} = \text{Puissance_min_détectable} = \text{Puissance_injectée} \times |S_{21}|^2$$
 On obtient donc une $\text{Puissance_min_détectable} = -70\text{dBm}$

En dessous de -70dBm dans le plan du dispositif sous test, aux fréquences voisines de 6GHz , la mesure du LSNA commence à être fortement bruitée, donc erronée.

En conclusion, les mesures effectuées avec le LSNA sont très proches de celles effectuées avec un analyseur de réseau de dernière génération. Néanmoins, une dynamique de mesure plus faible est constatée pour le LSNA pour des paramètres de transmission S_{12} et S_{21} de niveaux inférieurs à -60dB. Lorsque l'on calcule le vecteur erreur de chaque paramètre de dispersion, on obtient une erreur inférieure à -40dB pour les coefficients de transmission S_{12} et S_{21} et une erreur inférieure à -32dB pour les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} sur toute la bande de fréquences.

Cette différence de dynamique entre ces deux instruments est due à la différence des architectures et des principes de fonctionnement des deux instruments. En effet, l'architecture de l'analyseur de réseau vectoriel est basée sur le principe d'un récepteur hétérodyne. Il va donc effectuer une transposition de fréquence sur une bande passante proche de la résolution du filtre d'analyse. En ce qui concerne le LSNA, son architecture et son concept sont totalement différents. Son concept est basé sur le principe du mélangeur multi harmoniques. Il va donc convertir à un instant t_0 , plusieurs harmoniques de la bande DC-50GHz vers une bande passante DC-10MHz. La dynamique de mesure du LSNA est donc inférieure à celle d'un analyseur de réseau vectoriel usuel.

2.4.1.3 Comparaison des mesures réalisées sur un adaptateur d'impédance.

Dans cette étude, nous allons utiliser un adaptateur d'impédance mécanique et passif, de la société FOCUS Microwaves, comme dispositif de test afin de comparer les mesures provenant du VNA à celles du LSNA. L'utilisation de cet adaptateur d'impédance va nous permettre d'analyser la dispersion de mesure en module et en phase sur les paramètres de dispersion mesurés par les deux équipements pour différentes impédances de charge.

Pour cela, dans un premier temps, nous avons étalonné avec un analyseur de réseau usuel, l'adaptateur d'impédance pour plusieurs positions mécaniques afin de couvrir la totalité de l'abaque de Smith, pour 60 impédances, à la fréquence de 6GHz. Puis, dans un deuxième temps, nous avons effectué la même opération avec le LSNA pour les mêmes positions mécaniques de l'adaptateur d'impédance afin de comparer les mesures effectuées par ces deux instruments en supposant la reproductibilité de l'adaptateur d'impédance comme parfaite.

Sur la figure 2.15, l'écart sur la mesure de la phase du coefficient de réflexion S_{11} , entre les deux instruments est représentée en fonction du module de ce coefficient de réflexion. Nous pouvons observer que cette dispersion est plus élevée pour les faibles coefficients de réflexion

pour ensuite converger vers une valeur plus faible, de l'ordre de 1 degré, pour les coefficients de réflexion supérieurs à 0.5. Cette évolution est caractéristique des analyseurs de réseau conventionnels. En effet, sur cette même figure 2.15, nous avons représenté les spécifications techniques d'un analyseur de réseau usuel à la fréquence de 6GHz. Nous pouvons remarquer que la dispersion de mesure obtenue en phase avec le LSNA est bien inférieure aux spécifications techniques données par le constructeur pour un VNA et suit la même évolution.

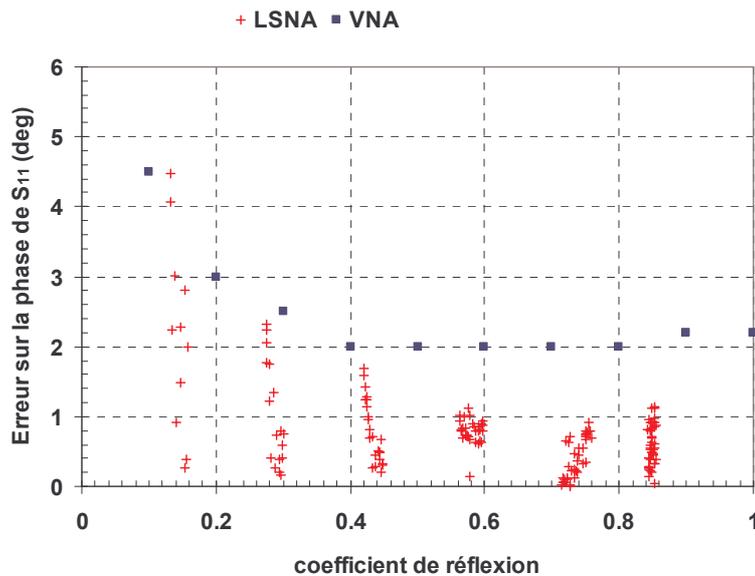


Figure 2.15 : Représentation de l'erreur maximale de mesure sur la phase du coefficient de réflexion en fonction de la charge présentée d'après la documentation technique du VNA de la société AGILENT à 6GHz (carré bleu). Représentation de l'écart mesure de la phase du coefficient de réflexion entre le VNA et le LSNA en fonction de la charge présentée (croix rouge).

Au regard de la figure 2.16, il en est de même pour la dispersion sur la mesure du module du coefficient de réflexion. En conclusion, cette étude nous démontre la qualité et la précision de mesure par rapport à un analyseur de réseau de dernière génération et cela quelque soit le coefficient de réflexion présenté aux accès du LSNA.

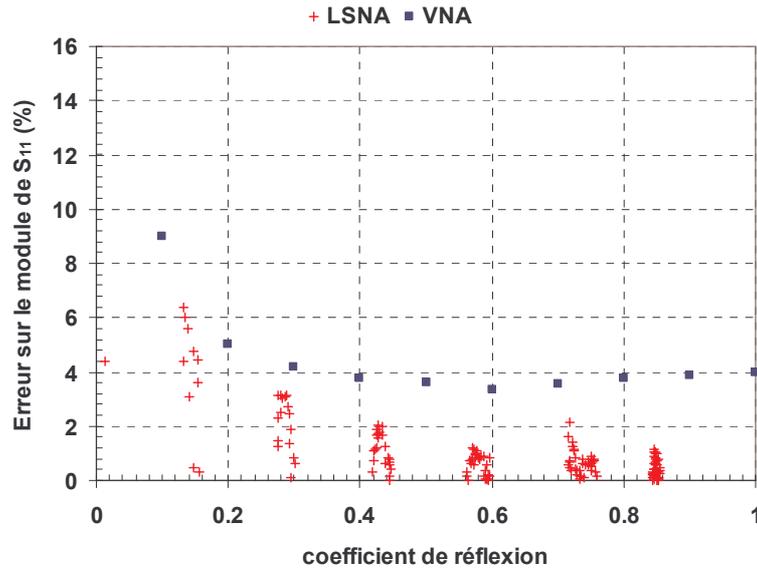


Figure 2.16 : Représentation de l'erreur maximale de mesure sur le module du coefficient de réflexion en fonction de la charge présentée d'après la documentation technique du VNA de la société AGILENT à 6GHz (carré bleu). Représentation de l'écart de mesure du module du coefficient de réflexion entre le VNA et le LSNA en fonction de la charge présentée (croix rouge).

2.4.1.4 Comparaison des mesures effectuées sur un dispositif actif.

Pour terminer cette confrontation de mesures entre l'analyseur de réseau non linéaire fonctionnant en mode VNA et un analyseur de réseau usuel, des mesures sous pointes jusque 20GHz ont été effectuées sur un circuit actif de référence polarisé, un transistor HEMT, de la filière GaN. Cette confrontation nous a aussi permis de valider la procédure d'étalonnage sous pointes coplanaires, de type LRRM (Line-Short-Open-Load). De plus, cela nous a permis de valider la qualité du matériel hyperfréquence du LSNA, et plus particulièrement le pont réflectométrique, dans sa capacité à distinguer les ondes de puissance incidente et réfléchie sur les deux accès de mesures, de vérifier la qualité du modèle d'erreur à prendre en compte les différentes erreurs systématiques telles que la désadaptation de source, la directivité et la réponse en fréquence; et pour finir, de vérifier la précision de mesure du LSNA par rapport à l'analyseur de réseau usuel.

Il est important de noter que dans le cas des mesures sous pointes, la longueur des câbles utilisée pour connecter le « testset » aux pointes hyperfréquences est plus importante que pour des mesures en structure coaxiale. Les pertes sont donc plus importantes et vont de ce fait diminuer la dynamique de mesure des instruments. La figure 2.17 représente l'évolution des quatre paramètres de dispersion en module (dB) et en phase (degré) du transistor HEMT, de la filière GaN, au point de polarisation $V_{DS}=15\text{Volts}$ et $V_{GS}=-3\text{Volts}$. Cette figure 2.17 révèle une

excellente concordance des mesures entre les deux instruments et valide le LSNA pour des mesures sous pointes jusque 20GHz sur des dispositifs actifs.

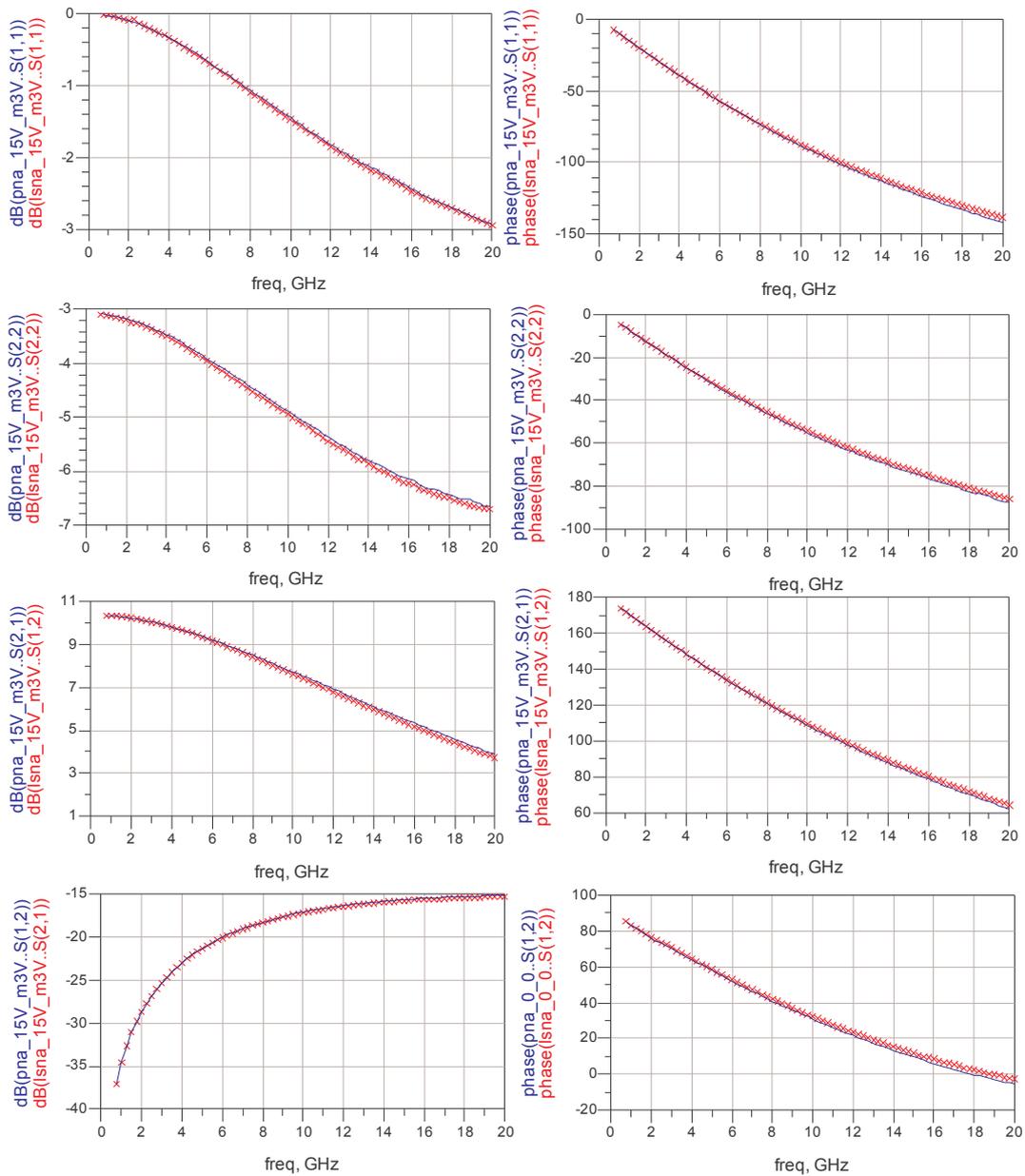


Figure 2.17 : Comparaison des quatre paramètres de dispersion en module (dB) et en phase (deg) mesurés par le VNA (courbes bleues) et le LSNA (croix rouges) sur un transistor HEMT de la filière GaN, $2 \times 50 \times 0.15 \mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=15\text{Volts}$ et $V_{GS}=-3\text{Volts}$.

2.4.2 LSNA en configuration analyseur de réseau non linéaire.

Dans cette dernière étude, nous avons utilisé le LSNA dans son mode classique d'utilisation, c'est-à-dire pour des applications non linéaires où l'on injecte sur le port 1 une puissance incidente à la fréquence fondamentale. A l'aide de l'analyseur de réseau non linéaire une acquisition du spectre, en amplitude et en phase des quatre ondes de puissance est effectuée pour un niveau de puissance injectée.

2.4.2.1 Comparaison des Modèles d'erreur du LSNA et d'un analyseur de réseau vectoriel.

Nous avons réalisé un étalonnage des deux systèmes de mesure dans la configuration la plus identique possible pour comparer les termes d'erreurs du LSNA à celle de l'analyseur de réseau usuel.

Comme nous l'avons vu précédemment dans le paragraphe 2.3, le modèle d'erreur utilisé par le LSNA pour corriger les erreurs systématiques est basé sur une matrice de type chaîne qui comporte 8 termes d'erreur complexes $\alpha_1^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$ et un coefficient complexe commun K^N . Ces relations linéaires relient les ondes de puissance dans le plan du dispositif sous test à celles mesurées par l'instrument. Elles caractérisent la chaîne de mesure globale aux différentes fréquences $N \times F_0$.

Il en est de même pour l'analyseur de réseau usuel. Afin de comparer les modèles des deux instruments, nous avons utilisé un modèle à 8 termes d'erreurs pour l'analyseur de réseau usuel [16] dont le graphe de fluence est représenté figure 2.18. Dans ce type de modèle et comme pour le LSNA, l'isolation est supposée parfaite. Dans le cas de l'analyseur de réseau vectoriel, chaque terme d'erreur a un sens physique et donne une indication sur la qualité du matériel hyperfréquence et plus particulièrement sur le test-set (coupleur, switch...). Les termes d'erreur e_{00} et e_{33} correspondent à la directivité du système de mesure, les termes d'erreur e_{11} et e_{22} correspondent à la désadaptation des sources hyperfréquences et le produit des termes d'erreur e_{10} et e_{01} correspondent à la réponse en fréquence du système de mesure. A partir des équations issues du modèle d'erreur du LSNA, nous avons reformulé les équations afin de les comparer à celles de l'analyseur de réseau vectoriel. Le graphe de fluence correspondant au LSNA est représenté figure 2.19. Après étalonnage, les termes d'erreur des deux équipements ont été récupérés. Concernant le LSNA, une transformation a été effectuée afin d'être capable de

comparer les termes d'erreur des deux instruments.

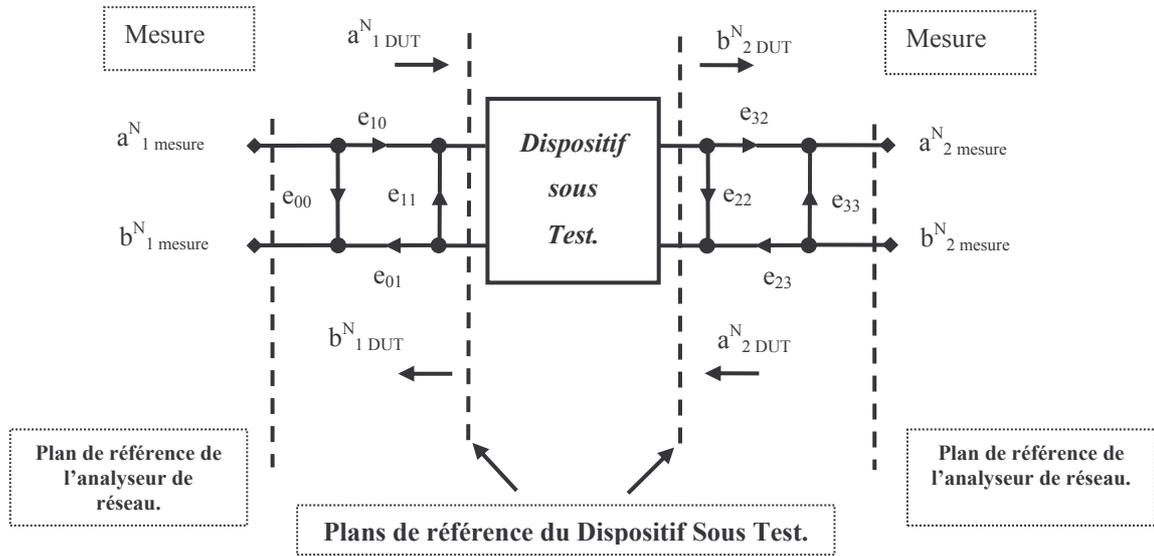


Figure 2.18 : Graphe de fluence du modèle à 8 termes d'erreur de l'analyseur de réseau vectoriel usuel.

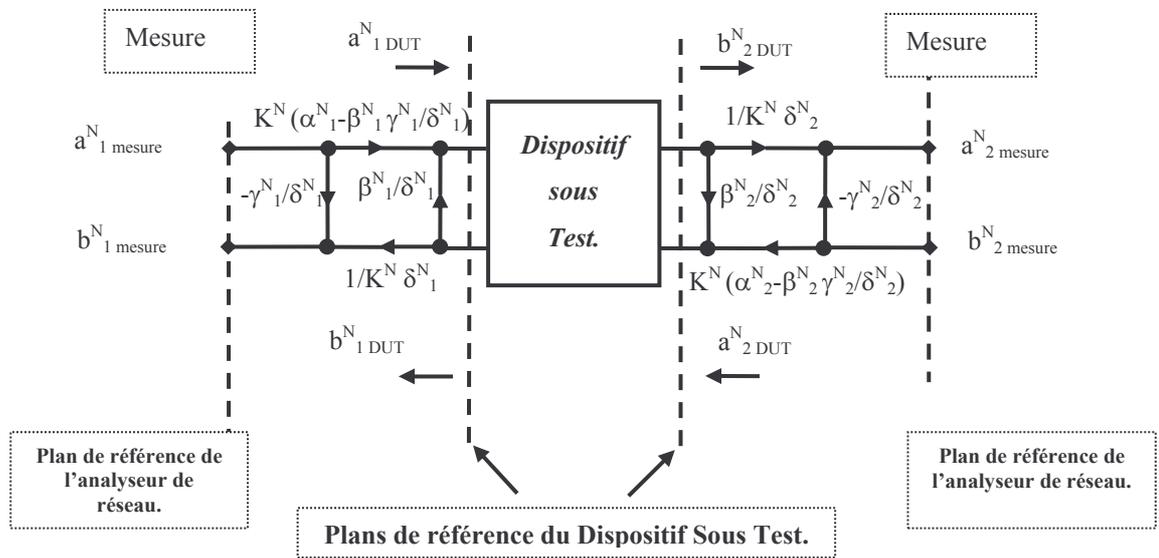


Figure 2.19: Modèle d'erreur de la chaîne de mesure en configuration analyseur de réseau vectoriel du LSNA.

La figure 2.20 confronte les termes d'erreur des deux instruments en terme de directivité, de désadaptation de source et de réponse en fréquence. On peut remarquer qu'en terme de directivité et de désadaptation de source, les deux équipements sont similaires et présentent de bonnes performances hyperfréquences, supérieures à 20dB jusque 20GHz. En ce qui concerne la réponse en fréquence, nous pouvons noter que les pertes sont légèrement plus importantes, de l'ordre de 1dB, pour le LSNA. Ces pertes légèrement plus conséquentes vont donc réduire davantage la dynamique de mesure du LSNA, qui est déjà, par son principe de fonctionnement, plus faible que celle de l'analyseur de réseau usuel.

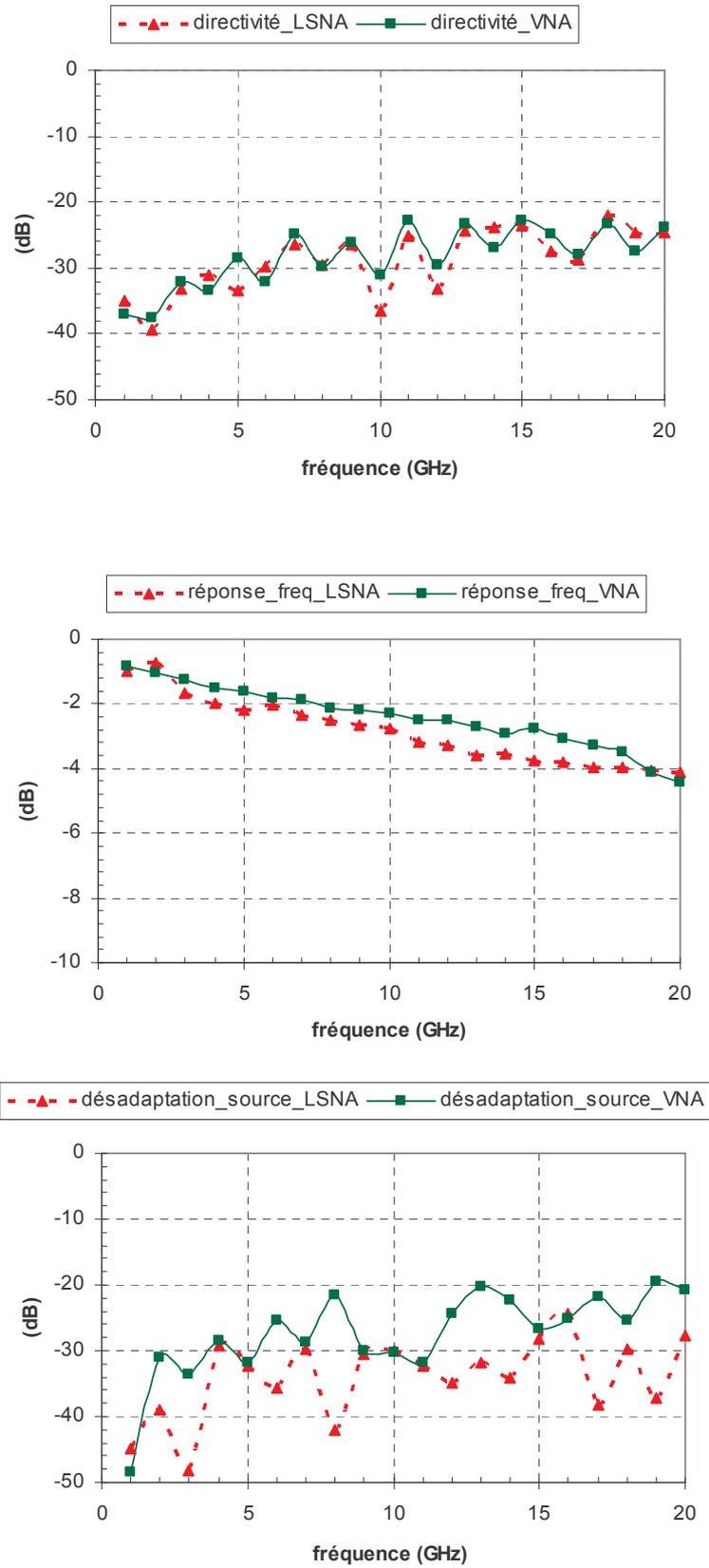


Figure 2.20 : Comparaison des termes d'erreurs (directivité, désadaptation de source et réponse en fréquence) des deux instruments LSNA et VNA.

2.4.2.2 Estimation de la dynamique de mesure du LSNA.

Dans cette dernière étude, trois étalonnages de type SOLT ont été effectués à la fréquence fondamentale de 1GHz, pour 20 harmoniques afin de couvrir la totalité de la bande passante du LSNA. Pour chaque étalonnage, nous avons pris une configuration différente de la « Resolution Band Width » afin d'observer l'influence de ce paramètre sur la sensibilité et la dynamique de mesure. Le paramètre « Resolution Band Width » est similaire à celui d'un analyseur de spectre, à la différence près que ce dernier travaille dans le domaine fréquentiel alors que le LSNA travaille dans le domaine temporel. Avec le LSNA, ce paramètre « Resolution Band Width » va modifier le nombre de points d'échantillonnage lors d'une acquisition. Lorsque l'on diminue le « Resolution Band Width », le nombre de points augmente, ainsi que le temps d'acquisition.

Dans un premier temps, nous avons placé une charge adaptée sur les deux accès de mesures, tout en n'appliquant aucun signal hyperfréquence d'excitation. A partir des acquisitions effectuées par le LSNA, nous pouvons observer l'amplitude en puissance des différentes harmoniques de quatre ondes de puissance a_1 , b_1 , a_2 et b_2 . Cela nous a permis tout d'abord de vérifier que les quatre récepteurs sont proches, mais aussi de connaître leur niveau de puissance du bruit (plancher de bruit) en fonction de la fréquence et pour une configuration de RBW donnée. La figure 2.21 représente le niveau de puissance de chaque harmonique du récepteur a_1 pour les trois configurations de « resolution Band Width ». Nous pouvons remarquer que le niveau de puissance du bruit augmente en fonction de la fréquence dû aux pertes d'insertion plus importantes aux hautes fréquences. Nous pouvons aussi noter que nous obtenons bien un rapport de 10 dB entre les différentes valeurs de filtres RBW utilisés.

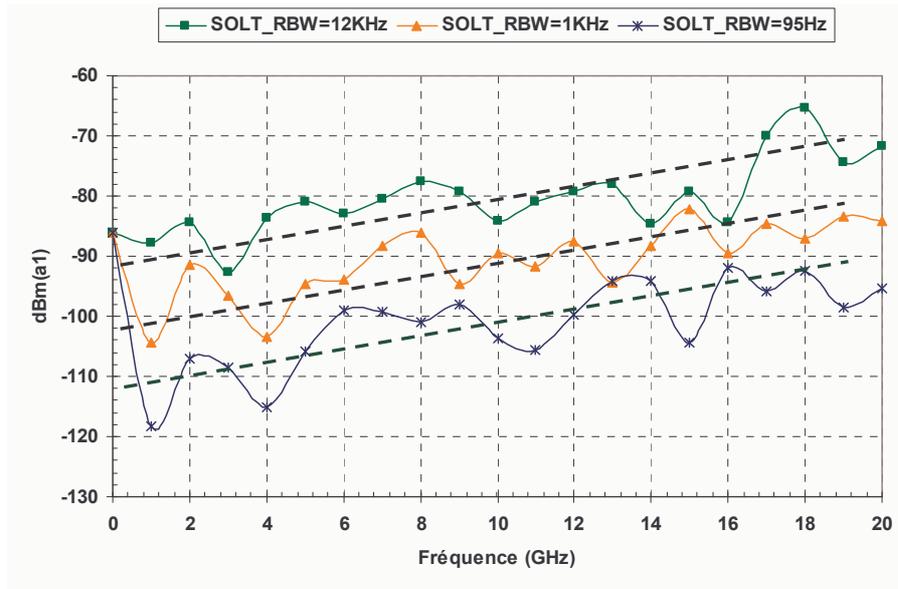


Figure 2.21 : Comparaison du niveau de puissance du bruit du récepteur a_1 en fonction de la fréquence et pour trois configurations de RBW (« resolution Band Width »).

Dans un deuxième temps, nous avons caractérisé une ligne de transmission sans perte, parfaitement connue et adaptée, tout en faisant varier le niveau de la puissance incidente dans le plan des pointes, sur une large plage allant de -100dBm à +20dBm et cela pour toutes les fréquences allant de 1GHz à 20GHz par pas de 4GHz. A partir de ces données, nous avons calculé l'erreur de mesure sur le gain en puissance de cette ligne sans perte. La figure 2.22 représente cette erreur en fonction de la fréquence et du niveau de puissance injectée pour une configuration de RBW de 100Hz. Nous pouvons noter la dépendance de cette dynamique en fonction de la fréquence. Cette figure 2.22 est très riche en information car elle nous permet de connaître la dynamique de mesure de notre équipement en fonction de la fréquence fondamentale et du nombre d'harmoniques pour un paramètre RBW donné. A titre d'exemple, si l'on désire obtenir une erreur inférieure à +/- 0.1dB, le seuil de puissance est de l'ordre de -65dBm à 1GHz pour -40dBm à 20GHz.

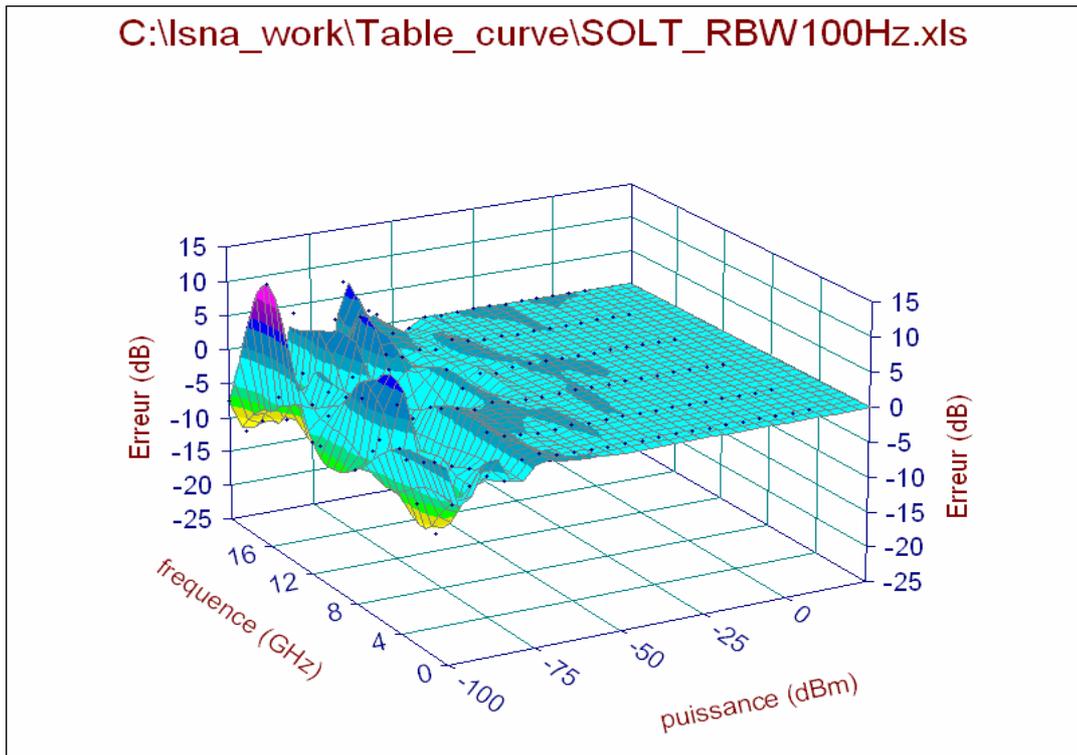


Figure 2.22 : Représentation de l'erreur de mesure d'une ligne de transmission en fonction de la puissance incidente et de la fréquence pour une RBW (« resolution Band Width ») de 100Hz.

2.4.3 Comparaison et confrontation des mesures non linéaires de différents laboratoires.

Afin de valider notre analyseur de réseau non linéaire sur des dispositifs actifs, nous avons participé à un « round robin » dans le cadre du réseau d'excellence européen TARGET. Ce « round robin » a été organisé par Dominique Schreurs, Professeur à l'université catholique de Leuven (Belgique). Il avait pour objectif de confronter des mesures non linéaires, effectuées par différents laboratoires sur un même dispositif [17]. Ce dispositif est un amplificateur monolithique AG201-63, de la société Watkins-Johnson, de la filière InGaP en technologie HBT. Cet amplificateur est monté sur un circuit imprimé d'évaluation en connectique de type SMA, adapté 50 ohms et fonctionnant dans la gamme de fréquences 500MHz-6GHz.

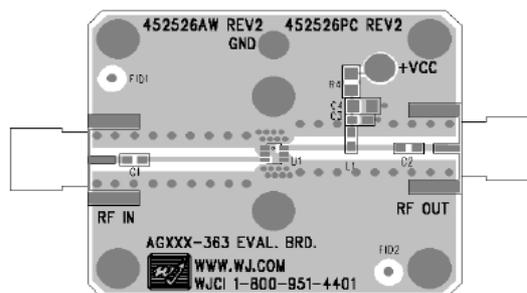


Figure 2.23 : Amplificateur AG201-63, de la société Watkins-Johnson [17].

Il est important de noter que les différents laboratoires impliqués n'utilisent pas les mêmes techniques de caractérisation non linéaire. Chaque instrument a des spécifications techniques différentes en terme de bande passante, dynamique de mesure, procédure d'étalonnage et référence de phase. L'instrument le plus répandu est l'analyseur de réseau non linéaire, dit LSNA, de la société MAURY / NMDG. Deux versions existent, une version 20GHz et 50GHz. Ces deux versions ont des architectures très différentes et n'ont donc pas les mêmes spécifications techniques. Les partenaires C et F utilisent pour leur part, un MTA (Microwave Transition Analyzer) comme instrument non linéaire [1] et [2]. Le tableau 2.1 de synthèse ci-dessous donne les principales caractéristiques des équipements non linéaires de chaque partenaire.

Partenaire	Type d'instrument	Gamme de fréquence	Load-pull	Modulation	symbole
A	LSNA (4 channels)	0.6-20GHz	Tuner manuel	Oui	◇
B	LSNA (4 channels)	0.6-20GHz	Oui	Oui	○
C	MTA (4 channels)	1-40GHz	Oui	Non	▽
D : IEMN	LSNA (4 channels)	0.6-20GHz	Oui	Oui	□
E	LSNA (4 channels)	0.6-50GHz	Non	Non	△
F	MTA (2 channels)	0.8-18GHz	Oui	2 tons	✱
G : NMDG Engineering	LSNA (4 channels)	0.6-50GHz	Oui	Oui	+
H	LSNA (4 channels)	0.6-50GHz	Oui	Oui	×

Tableau 2.1 : Comparaison des principales caractéristiques techniques des instruments non linéaires des différents partenaires du réseau d'excellence TARGET.

Cette caractérisation a été effectuée pour un régime d'excitation sinusoïdale entretenu (Continuous Wave) à la fréquence fondamentale de 2.4GHz, en analysant 8 harmoniques, dans un environnement 50 ohms et cela pour plusieurs niveaux de puissance injectée à l'entrée du dispositif sous test allant de -20dBm à +5dBm par pas de 1dB. A chaque niveau de puissance, l'analyseur de réseau non linéaire effectue une acquisition afin d'obtenir les différentes ondes de puissance incidentes et réfléchies, les tensions et courants hyperfréquences dans les domaines temporel et fréquentiel, à l'entrée et en sortie du dispositif sous test. Afin de comparer les mesures de chaque partenaire, il est important de contrôler très précisément le niveau de la puissance incidente dans le plan du dispositif sous test. Pour cela, les pertes entre la source hyperfréquence et le plan de référence d'entrée du dispositif sous test sont prises en compte afin de compenser celles-ci lors de la mesure.

Même si ces équipements sont basés sur un principe de fonctionnement temporel, nous allons comparer les différences de mesures entre les partenaires, dans le **domaine fréquentiel** sur les ondes de puissances b_1 et b_2 . En effet, il est plus difficile de comparer des formes d'ondes temporelles entre elles et plus particulièrement quand il existe des déphasages entre ces formes d'ondes. De ce fait, la comparaison dans le domaine fréquentiel, nous permet d'être plus précis dans la confrontation des mesures et nous permet aussi d'observer des évolutions en fonction de

la fréquence. Les mesures seront comparées à celles effectuées par la société NMDG Engineering, qui a l'expertise de ce type d'équipement non linéaire depuis plus de 15 ans.

Avant de commencer notre analyse, il est important de noter que les différents partenaires ont effectué un étalonnage de leur système de mesure en utilisant des procédures différentes. En effet, les connectiques du dispositif sous test (3.5mm) et de certains étalons comme la référence de phase (2.4mm) sont de types différents. Pour pallier à cette contrainte, certains partenaires ont effectué un étalonnage dans la connectique de la référence de phase (2.4mm), pour ensuite insérer deux adaptateurs 2.4 - 3.5mm en vue de caractériser le dispositif de référence. Ils ont ensuite effectué une translation des plans de référence de l'étalonnage (connectique 2.4mm) vers les plans de référence du dispositif (connectique 3.5mm) par la technique de « de-embedding ». Au laboratoire, afin d'éviter tout calcul de « de-embedding », nous avons préféré effectuer directement un étalonnage dans la connectique 3.5mm en utilisant un adaptateur sans perte 3.5mm vers 2.4mm pour l'étalonnage en phase. En effet, la longueur électrique de l'adaptateur n'a pas d'influence sur cet étalonnage absolu en phase si cet adaptateur passif est non dispersif.

Une étude a été menée sur l'onde de puissance transmise b_2 , à savoir la différence de mesure en amplitude et en phase en fonction de la puissance injectée et cela pour les trois premiers harmoniques. Les courbes de la figure 2.24 montre les différences de mesures en amplitude. Elles révèlent que pour la fréquence fondamentale, les deux partenaires E et F, s'éloignent fortement de la mesure de référence à fort niveau de puissance injectée. En effet, une différence d'amplitude de $60\text{mV}_{\text{crête}}$ au maximum est obtenue pour une puissance de l'onde b_2 de l'ordre de +10dBm, ce qui représente une différence de l'ordre de 6%. Néanmoins, d'autres partenaires, dont fait partie l'IEMN, convergent vers une valeur de l'amplitude de l'onde b_2 , à la fréquence fondamentale, avec une différence de mesure inférieure à 1%. En ce qui concerne les harmoniques supérieurs, nous pouvons remarquer que la différence d'amplitude est plus faible car le niveau de puissance de ces harmoniques est inférieur à celui de la fréquence fondamentale. Un certain nombre de partenaires, dont fait partie l'IEMN converge vers des valeurs d'amplitude de ces harmoniques de l'onde b_2 avec une différence de mesure inférieure à $5\text{mV}_{\text{crête}}$.

En observant les évolutions des niveaux de puissance de l'onde b_2 pour le troisième harmonique, à 7.2GHz, nous pouvons observer la sensibilité et la dynamique de mesure de chaque équipement. A titre d'exemple, nous pouvons noter que la sensibilité de mesures des

partenaires C et F est moins importante que celle des autres partenaires qui utilisent un LSNA comme instrument non linéaire. En effet, ces deux partenaires utilisent un analyseur de réseau non linéaire basé sur un MTA (Microwave Transition Analyzer). On peut donc remarquer que ce type d'équipement non linéaire possède une sensibilité moins importante que celle du LSNA.

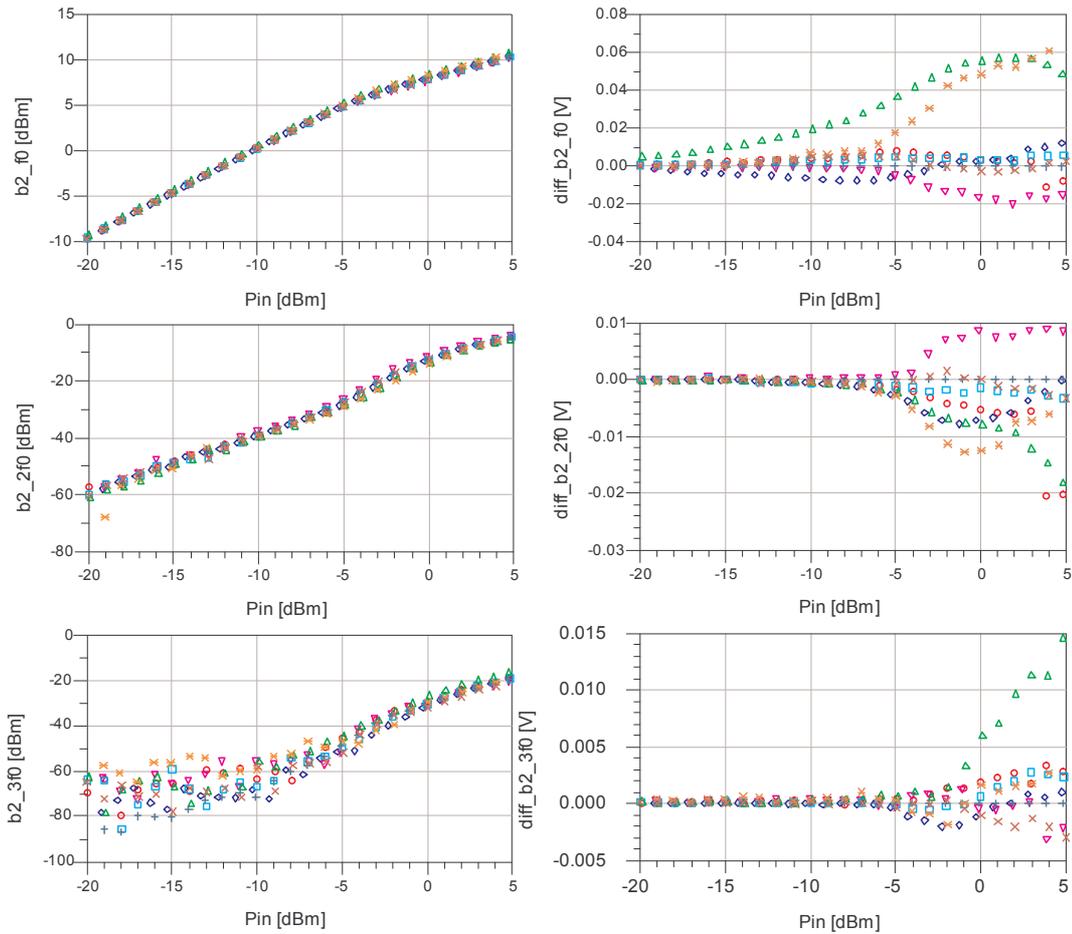


Figure 2.24 : Sur la colonne de gauche, le niveau de puissance de l'onde b_2 en fonction de la puissance incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques. Sur la colonne de droite, la différence de mesure de l'onde b_2 en amplitude (linéaire) de chaque partenaire par rapport au partenaire G en fonction du niveau de puissance de l'onde incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques.

Les courbes de la figure 2.25 nous montre que les différences de phase sont faibles et tiennent dans un intervalle de 1 degré au maximum à la fréquence fondamentale et cela sur une large gamme de puissance injectée de l'ordre de 25dB pour l'ensemble des partenaires à l'exception du partenaire C. Cette bonne concordance peut s'expliquer par le fait qu'il y a un bon

rapport signal à bruit de la mesure.

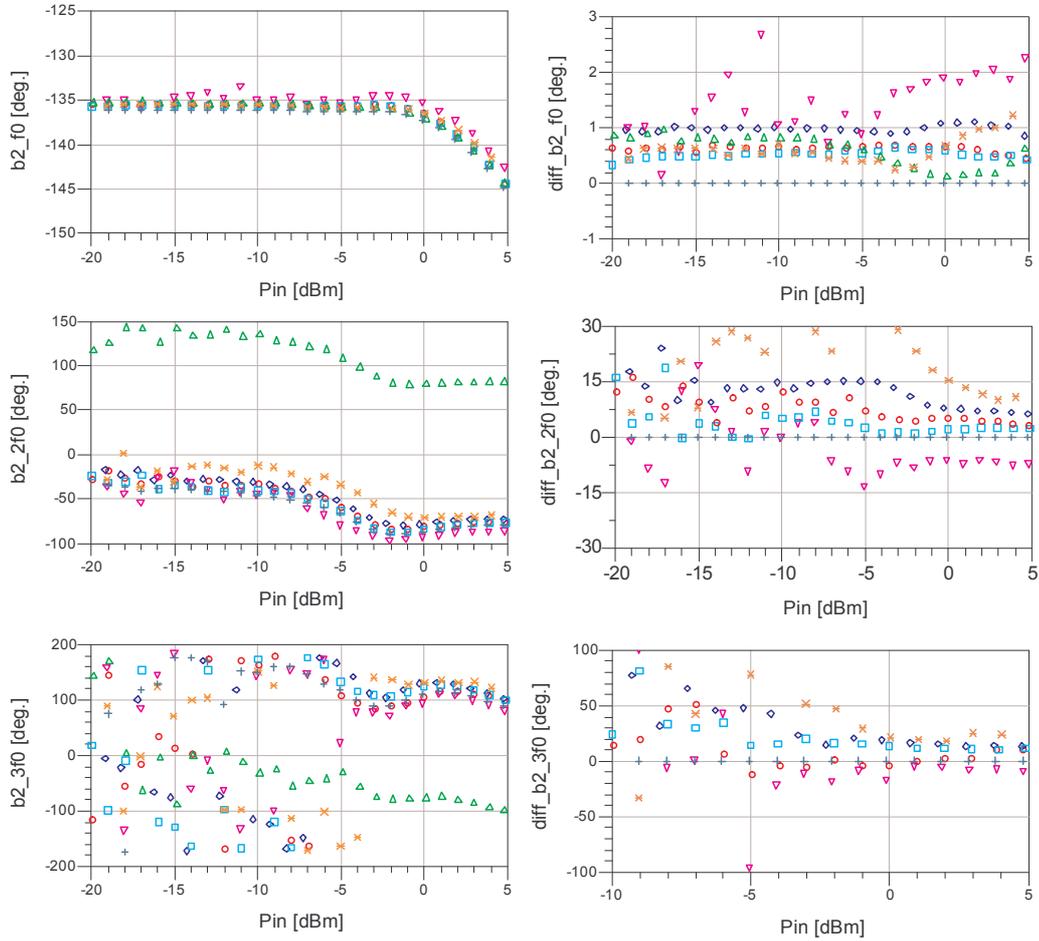


Figure 2.25: Sur la colonne de gauche, la phase de l'onde b_2 (degré) en fonction de la puissance incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques. Sur la colonne de droite, la différence de mesure en phase entre les mesures effectuées par chaque partenaire par rapport au partenaire G en fonction du niveau de puissance de l'onde incidente a_1 pour les trois premiers harmoniques.

Pour les harmoniques supérieurs, le rapport signal à bruit diminue car le niveau des harmoniques est inférieur à celui de la fréquence fondamentale et plus particulièrement à faible niveau de puissance injectée. Cette diminution du rapport signal à bruit va donc entraîner une augmentation de la différence de mesure de phase de l'onde b_2 entre les partenaires. Ce phénomène se révèle parfaitement sur les courbes de la figure 2.25. A faible niveau, la différence de phase entre les différents partenaires est importante, puis va converger vers la valeur de référence pour les forts niveaux de puissance. Cet effet s'accroît lorsque l'ordre de l'harmonique augmente. Nous pouvons observer que les partenaires utilisant un LSNA, convergent pour

l'harmonique 2, vers une valeur d'erreur de phase de l'onde b_2 de l'ordre de 6 degrés pour les forts niveaux de puissance injectée, si l'on écarte les partenaires C, E et F.

Comme nous l'avons vu précédemment, les partenaires C et F utilisent un MTA comme analyseur de réseau non linéaire. A fort niveau de puissance, la différence de mesure peut être expliquée par le fait qu'il n'utilise pas la même référence de phase que les utilisateurs du LSNA lors de l'étalonnage. A faible niveau, cette différence de phase peut être aussi due au fait que leurs instruments basés sur le MTA possèdent une dynamique de mesure moins importante. Les différences entre les partenaires A et plus particulièrement pour le partenaire E peuvent s'expliquer par le fait que ces deux partenaires ont effectué un calcul de « de-embedding » pour translater le plan de référence de leur étalonnage dans le plan de référence du dispositif sous test.

Une étude similaire a été menée sur l'onde de puissance réfléchie b_1 , à savoir la différence de mesure en amplitude et en phase en fonction de la puissance injectée et cela pour les trois premiers harmoniques. Afin de ne pas alourdir la présentation, seul l'EVM est présenté figure 2.26.

Pour comparer plus finement les différences de mesures entre chaque partenaire, nous avons calculé le module du vecteur erreur afin de prendre en compte simultanément les différences de mesures en terme d'amplitude et de phase des ondes b_1 et b_2 en fonction du niveau de la puissance incidente. Les résultats d'exploitation de ces vecteurs erreur sont représentés sur la figure 2.26. Nous pouvons noter que pour chaque partenaire, le module de ce vecteur augmente en fonction du niveau de puissance de l'onde incidente. Un groupe de partenaires dont fait partie l'IEMN semble converger vers les mêmes valeurs de mesures des ondes de puissance b_1 et b_2 avec un module du vecteur erreur inférieur à -35dB pour les trois premiers harmoniques et pour une large gamme de puissance incidente allant de -20dBm à +5dBm.

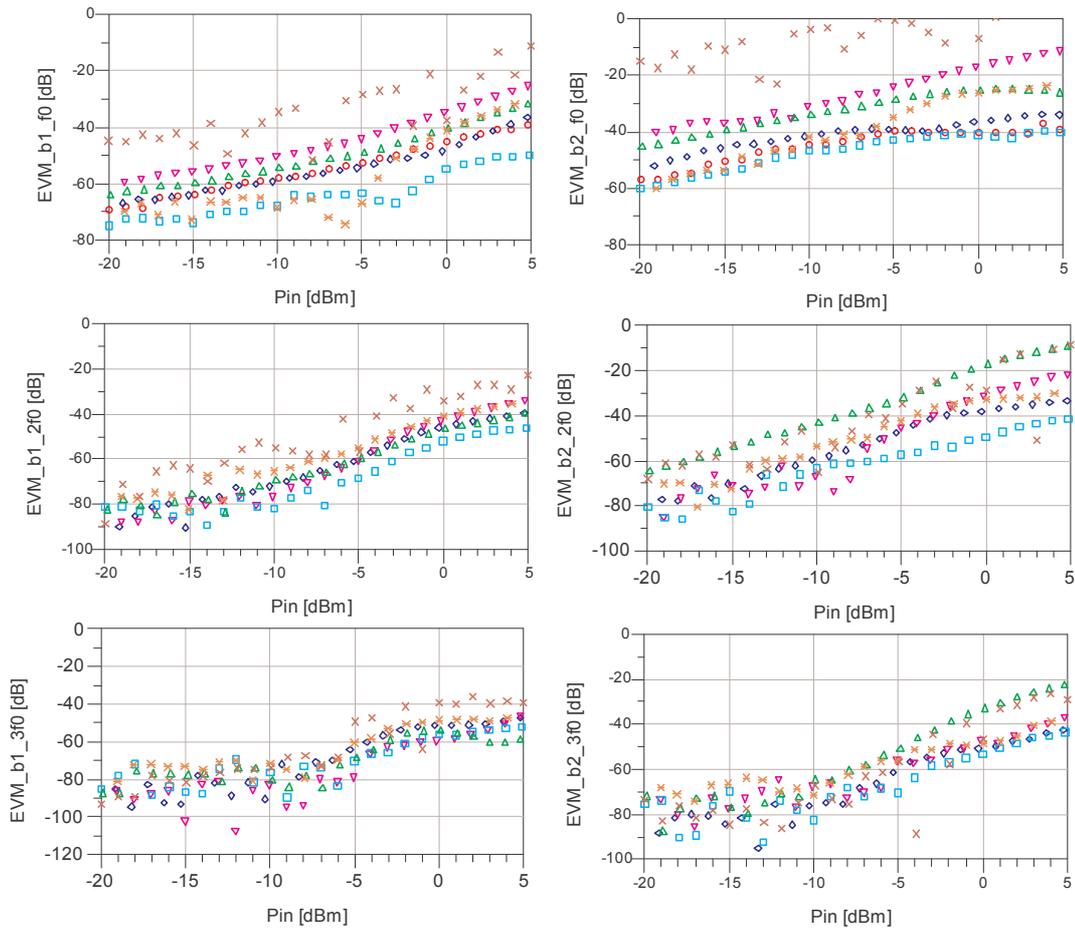


Figure 2.26 : Evolution du Module du Vecteur Erreur de l'onde b1 et b2 en fonction de la puissance incidente.

Lors des premières mesures effectuées sur ce dispositif de référence, nous nous sommes aperçus que la pureté spectrale des sources hyperfréquences utilisées par les partenaires étaient très éloignées. Pour cela, nous avons intégré un circulateur devant le dispositif de référence. Ce circulateur a pour objectif d'améliorer la désadaptation de la source hyperfréquence à la fréquence fondamentale, mais aussi de réduire au maximum l'amplitude des fréquences harmoniques générées par la source hyperfréquence. En d'autres termes, l'objectif de ce circulateur est d'homogénéiser les spécifications des différentes sources hyperfréquences des différents partenaires en terme de pureté spectrale et de désadaptation de source afin de comparer le plus précisément les différentes mesures des ondes de puissance b_1 et b_2 de chaque partenaire. Quelques partenaires ont réalisé ces deux séries de mesures avec et sans isolateur. Ils ont montré que le circulateur n'avait pas un effet marquant sur les résultats de mesures, mais qu'il était une garantie d'une certaine homogénéisation des différentes sources hyperfréquences

de chaque partenaire en terme de pureté spectrale et de désadaptation de la source.

2.6 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps décrit le principe de fonctionnement et l'architecture de l'analyseur de réseau non linéaire MT4464. Les procédures d'étalonnage ont ensuite été détaillées dans le cas des mesures en structure coaxiale, puis sous pointes coplanaires hyperfréquences. Grâce à un étalonnage relatif et absolu, nous avons montré que le LSNA corrigeait les erreurs systématiques et permettait d'effectuer des mesures vectorielles non linéaires des ondes différentes de puissance (incidente et réfléchie) de manière absolue en amplitude et en phase.

Dans un deuxième temps, des mesures comparatives entre le LSNA et un analyseur de réseau conventionnel ont été effectuées sur des dispositifs de références. Le bon accord des mesures nous a permis de valider la qualité et la précision de l'analyseur de réseau non linéaire hyperfréquence. Enfin, dans le cadre du réseau d'excellence TARGET, des confrontations de mesures non linéaires provenant de différents laboratoires de recherche ont été effectuées jusqu'à la fréquence maximale de 20GHz sur un même amplificateur. Ce « round robin » nous a permis de valider notre banc de caractérisation non linéaire, mais aussi d'acquérir une expertise dans l'analyse de ce type de caractérisation.

2.7 Bibliographie.

- [1] The Microwave Transition Analyzer: A New Instrument Architecture for Component and Signal Analysis.
J. DAVID et al.,
Hewlett Packard Journal, October 1992.

- [2] The Microwave Transition Analyzer: Measured 25psec Transitions in Switched and Pulsed Microwave Components.
Hewlett Packard Company, Product Note 70820-2, 1991.

- [3] Transition Analyzer scans amplitude and phase of 40GHz pulses.
J. BROWNE,
Microwave and RF, March 1991.

- [4] Calibration of a measurement System for High Frequency Nonlinear Devices,
J. VERSPECHT,
Doctoral dissertation, Vrije Universiteit Brussel, Septembre 1995.

- [5] Accurate On Wafer Measurement Of Phase And Amplitude of the Spectral Components of Incident and Scattered Voltage Waves at the Signal Ports of a Nonlinear Microwave Device.
J. VERSPECHT et al.,
IEEE Microwave Theory and techniques Symposium, Vol.3, pp.1029-1032, May.1995.

- [6] Calibrated Vectorial Nonlinear Network Analyzers.
T. VAN DEN BROECK et al.,
IEEE – Microwave Symposium, Vol. 2, pp. 1069-1072, May 1994.

- [7] 40GHz On-Wafer Measurements with the HP5810 Network Analyzer and Cascade Microtech Wafer Probes.
E. STRID et al.,
RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition, March 1988.
- [8] An Analysis of Vector Measurement Accuracy Enhancement Techniques,
D. RYTTING,
Proc. Hewlett-Packard RF & Microwave Symposium, pp.16-20, March 1982.
- [9] Individual Characterization of Broadband Sampling Oscilloscopes with a Nose-to-Nose Calibration Procedure.
J. VERSPECHT et al.,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, n°2, pp.347-354, April 1994.
- [10] Broadband Sampling Oscilloscope Characterization with the « Nose-to-Nose ». Calibration Procedure: A Theoretical and Practical Analysis.
J. VERSPECHT,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.44, n°6, pp. 991-997, December 1995.
- [11] LRM and LRRM Calibrations with automatic determination of Load inductance.
A. DAVIDSON et al.,
Application Note, Cascade Microtech.
- [12] An Improve calibration Technique for on Wafer Large Signal Transistor Characterization.
A. FERRERO et al.
IEEE Transaction on Microwave Instrumentation and Measurement, Vol.42, n°2, pp.360-364, April 1993.

- [13] A Unified Calibration Algorithm for Scattering and Load-Pull Measurement.
U. PISANI et al.,
IEEE Instrumentation and Measurement technology Conference, Brussels, Belgium, Vol. 2, pp.1250-1253, June 1996.
- [14] Step Recovery Diodes – Application Notes, MicroMetrics.
- [15] Comb Generators – Application Notes, Picosecond pulse Labs.
- [16] Network Analyzer Error Models and Calibration Methods.
D. RYTTING.
Agilent Technologies.
- [17] TARGET Lab Setup Final Report,
D. SCHREURS,
D1.2.2, Top Amplifier Research Groups in a European Team
- [18] System manual Model MT4463A,
MAURY-NMDG Engineering,
Version1.0, April 2004,

CHAPITRE 3 :

Développement d'un analyseur de réseau non linéaire à charge active aux fréquences Micro-ondes.

3.1 Introduction.

Le deuxième chapitre de la thèse décrit la mise en œuvre et la validité des mesures hyperfréquences de l'analyseur de réseau non linéaire MT4463. Néanmoins, en centrale de caractérisation, nos études sont principalement orientées autour de composants semi-conducteurs tels que des transistors HEMTs de différentes filières (AsGa, GaN, InP...). Afin de réaliser des retours technologiques, les plus précis possible, nous devons être capables de faire varier la charge en sortie du dispositif sous test durant la caractérisation grand signal dans le but de déterminer les lieux d'impédances optimales en terme de puissance maximale de sortie, de gain en puissance et de rendement drain ou PAE (Power Added Efficiency). Ce principe de mesure est appelé « Load-pull » [1] et [2]. Or, comme nous l'avons décrit dans le second chapitre, avec l'analyseur de réseau non linéaire MT4463 actuel, nous pouvons réaliser des mesures temporelles uniquement dans un environnement 50 ohms. C'est la raison pour laquelle, nous avons décidé de développer un banc de type « load-pull » automatique autour de l'analyseur de réseau non linéaire afin de contrôler les impédances présentées à la sortie du dispositif sous test à la fréquence fondamentale et au deuxième harmonique.

Ce nouveau système de mesures doit nous permettre de caractériser de façon très précise les dispositifs actifs en analysant les courants et tensions hyperfréquences pour différentes impédances de charges présentées à la sortie du dispositif sous test. Cela nous permettra de mieux comprendre les comportements physiques et électriques des composants dans des conditions de fonctionnement non linéaire et d'effectuer une optimisation de la fabrication technologique afin de repousser les limitations rencontrées par ces dispositifs actifs.

Avant d'effectuer notre choix technique, nous avons dans un premier temps, étudié et passé en revue les différentes possibilités pour atteindre cet objectif. Nous décrivons ensuite la solution technique retenue et son originalité. Une description de deux types de caractérisation « load-pull » sera montrée sur un transistor de puissance HEMT de la filière Nitrure de Gallium.

Dans un deuxième temps et avant de réaliser ces mesures non linéaires sur des transistors de puissance, nous avons effectué une étude et une estimation des incertitudes de mesures en configuration « load-pull » afin de connaître les limitations et la précision de mesure de notre banc à charge active. Une deuxième étude présentera ensuite l'incertitude apportée par les paramètres du logiciel de synthèse d'impédance. Cette étude permettra de définir les tolérances optimales sur le module et la phase en fonction des zones d'impédances de charge désirées.

Dans un dernier temps, nous avons confronté des mesures non linéaires hyperfréquences effectuées avec notre banc à charge active sur un dispositif actif de référence à des résultats de simulations provenant d'un modèle électrique. Ce modèle électrique a été élaboré au sein de l'équipe puissance à partir de mesures effectuées avec d'autres équipements que le LSNA. Cette confrontation va nous permettre de valider le banc « load-pull » non linéaire que nous avons développé, mais aussi de montrer la précision de mesure obtenue avec cet équipement.

3.2 Différentes techniques de mesures de type Load-Pull.

Pour réaliser cet objectif, différentes solutions techniques peuvent être envisagées autour de l'architecture de l'analyseur de réseau non linéaire, nommé LSNA (« Large Signal Network Analyzer ») :

- ✓ Utilisation d'un tuner passif mécanique.
- ✓ Utilisation d'un tuner à diodes PIN.
- ✓ Utilisation d'un tuner actif, basé sur le principe de la charge active qui utilise deux sources indépendantes.
- ✓ Utilisation d'un tuner actif, basé sur le principe de la charge active qui utilise une boucle de contre réaction en sortie.

Avant d'effectuer notre choix, nous avons passé en revue toutes les solutions de synthèse d'impédance afin de choisir celle qui correspond au mieux à nos applications non linéaires autour du LSNA.

3.2.1 Banc à adaptateur passif.

Le principe de ces adaptateurs passifs est un système électro-mécanique appelé « tuner ». Cet adaptateur est en fait une ligne de transmission 50 ohms, généralement en structure coaxiale, sur laquelle on vient modifier localement son impédance caractéristique à l'aide d'un « slug » représenté par la figure 3.1 [3] et [4].

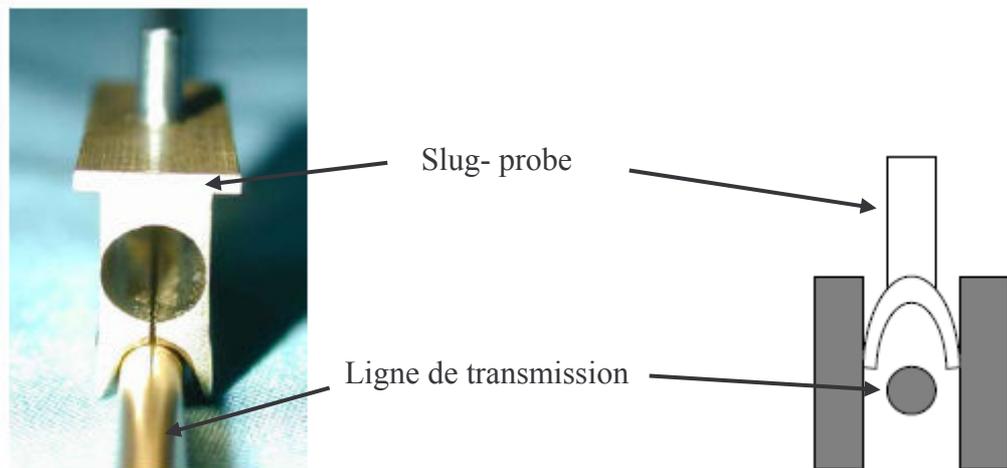


Figure 3.1 : Ligne de transmission 50 ohms avec le slug d'un adaptateur d'impédance passif [3].

Le slug fait varier localement l'impédance de la ligne en changeant le rapport entre les diamètres interne et externe de la ligne de transmission. Le rapport de transformation est donné par la formule suivante :

$$r = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \log\left(\frac{D_slug}{D_conducteur_central}\right) \quad (3.1)$$

Cette variation locale d'impédance caractéristique de la ligne de transmission modifie le coefficient de réflexion du tuner et donc l'impédance de celui-ci. La position du slug peut être contrôlée verticalement et horizontalement à l'aide de systèmes mécaniques sophistiqués et de moteurs pas à pas précis. En effet, ces systèmes mécaniques, pouvant fonctionner jusqu'à 65GHz, ont besoin d'une très grande précision de déplacement, de l'ordre du micron, afin d'obtenir une bonne reproductibilité de positionnement. Pour ce type de caractérisation, ce critère est primordial et a d'importantes répercussions sur la précision et la reproductibilité de la mesure hyperfréquence [5]. Cette contrainte mécanique est particulièrement vraie pour le déplacement vertical qui est régi par une loi de type logarithmique (3.1).

Avant d'intégrer le tuner dans un banc load-pull, il faut préalablement caractériser les termes d'erreur de ce dernier pour toutes les positions verticales et horizontales du ou des « slugs » et cela pour toutes les fréquences utilisées par le LSNA. La société NMDG a réalisé ce type de mesures, en intégrant deux tuners de la société MAURY, sur le port d'entrée et de sortie de l'analyseur de réseau non linéaire [6]. Un synoptique simplifié est représenté sur la figure 3.2. Pour chaque impédance de source et de charge, un calcul de correction de la matrice des termes d'erreur de l'analyseur de réseau non linéaire doit être effectué pour la fréquence

fondamentale, mais aussi pour les fréquences harmoniques afin de garder un étalonnage hyperfréquence correct. On comprend mieux l'importance de la reproductibilité mécanique de cet adaptateur sur la précision des mesures non linéaires hyperfréquences.

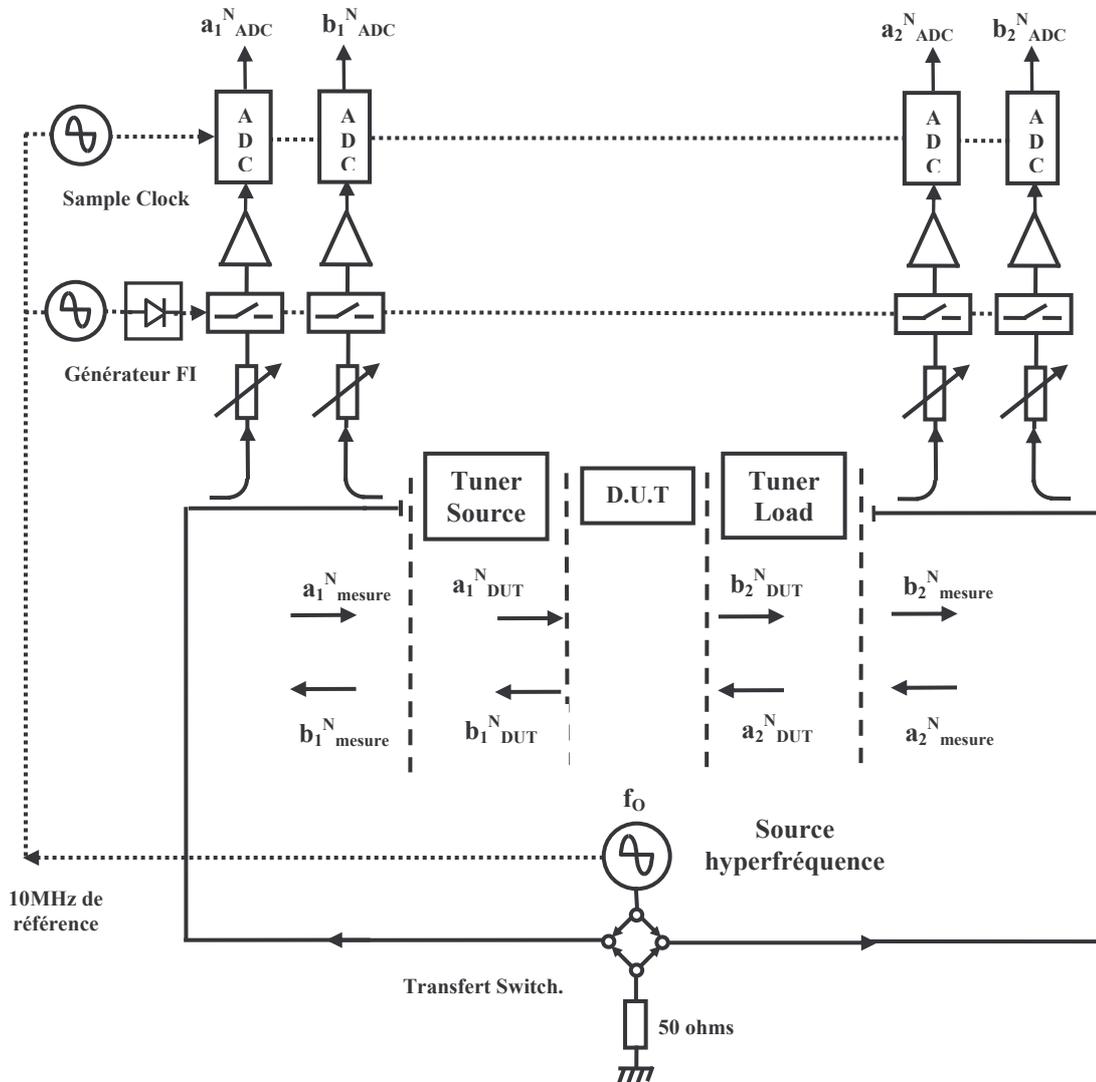


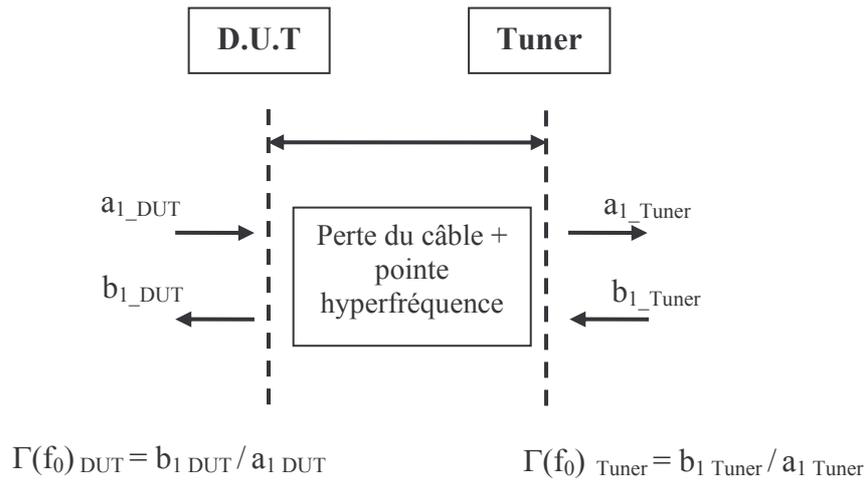
Figure 3.2 : Intégration de deux tuners sur le port d'entrée et de sortie du LSNA.

Ces adaptateurs mécaniques présentent les avantages suivants :

- ✓ Ces tuners manuel ou automatique sont des dispositifs commercialisés et sont largement répandus dans le milieu industriel car ils permettent d'effectuer des caractérisations rapides des composants.
- ✓ Les mesures d'intermodulation sont facilement réalisables car il suffit d'ajouter une source supplémentaire ou d'intégrer un générateur « multi-tons » avec les options de modulation. En effet, l'impédance présentée par le tuner reste quasiment constante sur une gamme de fréquences de l'ordre de quelques dizaines de MHz.

Néanmoins, ces adaptateurs mécaniques présentent des limitations importantes :

- ✓ Le coût de ces adaptateurs mécaniques est assez élevé, de l'ordre de 80k€ pour une version 50GHz, dû à la haute précision des pièces mécaniques et de motorisation.
- ✓ La reproductibilité du positionnement de cet équipement va influencer directement la précision de mesures de l'analyseur de réseau non linéaire.
- ✓ Avec ce type d'adaptateur mécanique, nous ne pouvons pas réaliser aux très hautes fréquences, des charges à fort coefficient de réflexion car leur principe est basé sur une ligne de transmission qui aux hautes fréquences présente des pertes importantes. A titre d'exemple, les adaptateurs mécaniques commercialisés et large bande (8 à 50GHz) réalisent des coefficients de réflexion de l'ordre de 0.86. De plus, pour les applications sur plaque, les pertes d'insertion de la pointe hyperfréquence et du câble coaxial reliant la pointe au tuner limitent fortement les coefficients de réflexion présentés au dispositif sous test. La figure 3.3 nous montre clairement l'influence des paramètres de dispersion d'une ligne à pertes sur le coefficient de réflexion présenté en sortie du dispositif sous test.



$$\Gamma(f_0)_{DUT} = S_{11}(f_0) + \frac{S_{12}(f_0) \times S_{21}(f_0) \times \Gamma_{Tuner}(f_0)}{1 - S_{22}(f_0) \times \Gamma_{Tuner}(f_0)}$$

Figure 3.3 : Influence des pertes d'insertion du câble et de la pointe coplanaire sur les performances en coefficient de réflexion.

- ✓ En analysant le synoptique de la figure 3.2, on peut remarquer qu'avec ce type d'adaptateur, nous allons dégrader la dynamique de mesure de l'analyseur de réseau non linéaire pour les forts coefficients de réflexion. En effet, les pertes du tuner augmentent fortement lorsque le coefficient de réflexion de la charge est élevé et lorsque la fréquence augmente.
- ✓ Avec ce type d'équipement, il est très difficile de contrôler les impédances présentées aux fréquences harmoniques.
- ✓ A ce jour, les logiciels pilotant ces tuners ne permettent pas le contrôle du chemin pour aller d'une impédance à une autre. Dans certains cas, ce chemin peut passer dans une zone d'instabilité du composant. Des risques d'oscillation sont donc possibles et peuvent dégrader les performances du dispositif sous test lors de la caractérisation.

3.2.2 Banc à adaptateur à diodes PIN.

Ces adaptateurs sont très utilisés pour la caractérisation en bruit des transistors car ils ont une très bonne reproductibilité de leurs paramètres de dispersion. Néanmoins, pour des applications de type grand signal, ce type d'adaptateur est à proscrire car ils sont constitués de composants actifs et donc non linéaires.

3.2.3 Banc à charge active de type TAKAYAMA utilisant un générateur indépendant.

A notre connaissance, Y. TAKAYAMA a été le premier, en 1976 à présenter cette nouvelle technique et ce nouveau concept de synthèse électronique de l'impédance de charge d'un composant actif [7]. Son principe consiste à injecter à la sortie du dispositif sous test un signal cohérent à celui de l'entrée en prélevant ce dernier à l'aide d'un coupleur. L'amplitude et la phase de cette onde peuvent être ajustées grâce à un atténuateur et un déphaseur variable. La figure 3.4 nous montre un synoptique simplifié du principe de la charge active de type TAKAYAMA. Avec ce type de banc, nous pouvons réaliser une charge variable dans le plan de sortie du dispositif sous test dont la valeur est donnée par le rapport complexe suivant :

$$\Gamma(f_0)_{load} = \frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)} \quad (3.2)$$

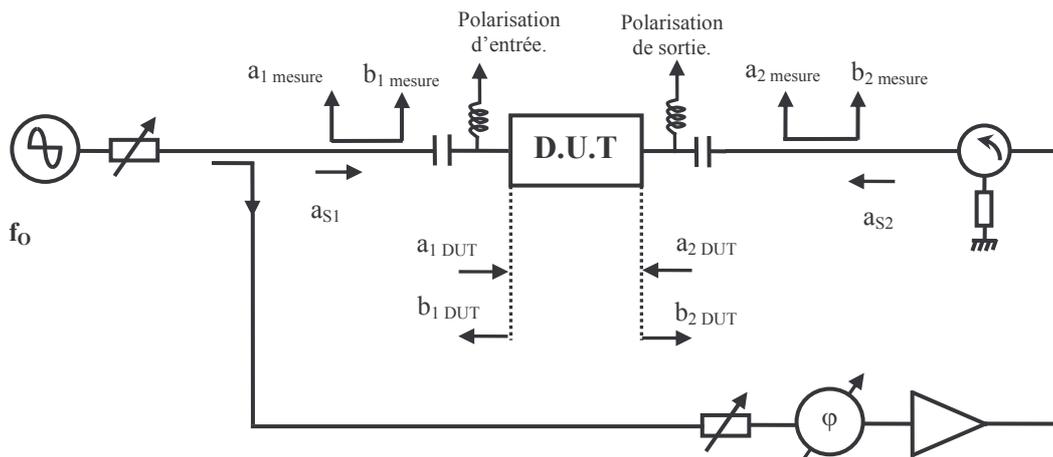


Figure 3.4: Synoptique simplifié d'un banc à charge active de type TAKAYAMA utilisant une source hyperfréquence indépendante.

L'un des principaux avantages, par rapport aux adaptateurs passifs présentés précédemment, est de pouvoir réaliser des impédances de charge hyperfréquences pouvant couvrir la totalité de l'abaque de Smith. C'est un atout majeur pour certain type de composant de puissance difficile à adapter et plus particulièrement, pour les mesures « load-pull » hautes fréquences effectuées directement sur plaque (« on wafer »). En effet, comme nous l'avons vu précédemment, la limitation majeure de ces adaptateurs passifs est de pouvoir réaliser de forts coefficients de réflexion du fait de leurs pertes d'insertion importantes.

Un deuxième avantage de ce type de banc à charge active est de contrôler le chemin entre deux impédances afin d'éviter les zones d'instabilité du composant. De plus, ce système a l'avantage de présenter une impédance constante aux fréquences harmoniques à la sortie du dispositif sous test et cela quelque soit le niveau de puissance, grâce au circulateur inséré entre l'amplificateur et la sortie du pont de réflectométrie du port 2. Cela minimise les risques d'oscillation.

Néanmoins, ce type de banc présente deux inconvénients majeurs :

- ✓ Le premier inconvénient réside dans sa complexité de mise en œuvre. Il est donc plus particulièrement destiné à la recherche et est peu répandu dans l'industrie.
- ✓ Le deuxième inconvénient majeur de ce type de banc est qu'il est difficile de garder constant l'impédance complexe de charge. En effet, comme nous le montre le graphe de fluence de la figure 3.5, cette impédance de charge Γ_{Load} présentée au dispositif sous test dépend des modules et phases des ondes présentes en entrée et en sortie à la fréquence f_0 par la relation (3.3).

$$\Gamma(f_0)_{load} = \frac{a_2(f_0)}{S_{21}(f_0) \times a_{s1}(f_0) + S_{22}(f_0) \times a_{s2}(f_0)} \quad (3.3)$$

En conséquence, toute modification du niveau de puissance à l'entrée du composant se traduit automatiquement par une modification de l'impédance de charge du dispositif sous test et plus particulièrement quand celui atteint des régimes non linéaires. Avec ce type de banc, il n'est donc pas aisé de travailler à impédance de charge constante. Nous verrons ultérieurement, dans le paragraphe 3.3.1 comment nous avons pu contourner ce problème au niveau matériel et logiciel.

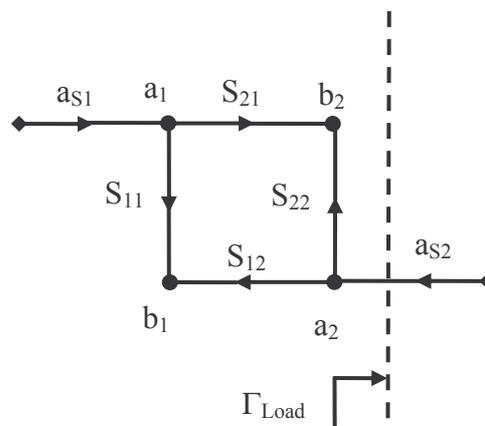


Figure 3.5 : Graphe de fluence représentant l'impédance de charge présentée au dispositif sous test (les deux générateurs sont supposés fermés sur 50 ohms).

3.2.4 Banc à charge active utilisant la technique de la boucle active.

Un synoptique du principe de fonctionnement de la boucle active est représenté sur la figure 3.6. Dans ce type de banc à charge active, une seule source hyperfréquence est utilisée et excite le dispositif sous test sur son entrée. Le dispositif sous test génère donc une onde b_2 en sortie. Une fraction de cette onde est prélevée à l'aide d'un coupleur unidirectionnel. Cette onde est ensuite atténuée, déphasée et amplifiée, puis ré-injectée sur la sortie du dispositif sous test afin de synthétiser un coefficient de réflexion. L'amplificateur permet de compenser les pertes d'insertion des différents dispositifs passifs de la boucle tels que les câbles, le coupleur et l'isolateur.

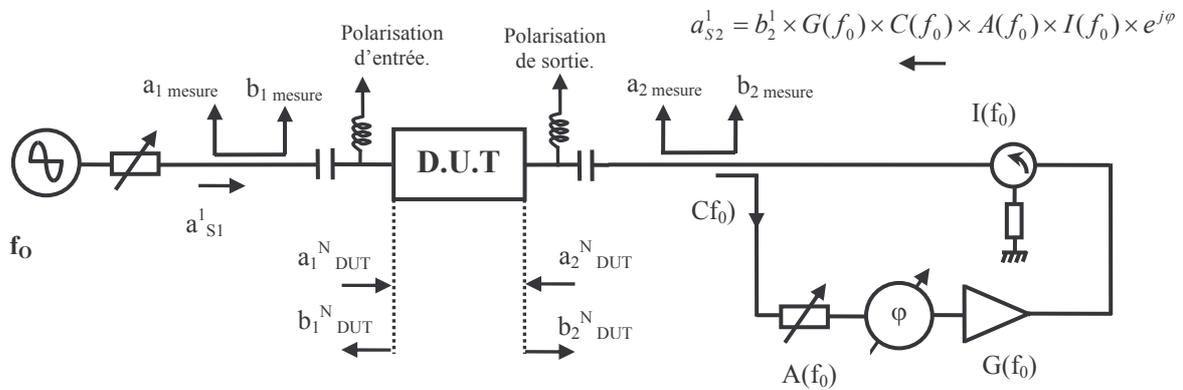


Figure 3.6 : Synoptique simplifié d'un banc à charge active utilisant le principe de la boucle active.

Toute variation de l'onde b_2 à la fréquence fondamentale f_0 entraîne une variation proportionnelle de l'onde a_2 à la fréquence f_0 de manière à garder le rapport $b_2/a_2(f_0)$ constant. Le coefficient de réflexion de la charge présenté au dispositif sous test peut donc être complètement indépendant du dispositif et ne dépend que des paramètres de la boucle active. Il s'écrit :

$$\Gamma_{Load}(f_0) = C(f_0) \times I(f_0) \times G(f_0) \times A(f_0) \times e^{j\varphi(f_0)} \quad (3.4)$$

Où C représente le couplage du coupleur, I les pertes d'insertion de la boucle active, G le gain linéaire de l'amplificateur, A la valeur de l'atténuateur variable et φ la valeur du déphaseur. Un des grands avantages de ce type de banc, contrairement à la technique précédente de charge active qui utilise deux générateurs indépendants, est de présenter une impédance de charge constante à la sortie du dispositif sous test quelque soit le niveau de puissance de l'onde

d'excitation a_1 à l'entrée de ce dernier. Cette technique se prête bien à la caractérisation à impédance de charge constante à condition que l'amplificateur de la boucle soit sollicité dans son fonctionnement linéaire.

Néanmoins, cette technique de charge active présente un inconvénient majeur. En effet, lorsque l'on synthétise de forts coefficients de réflexion proches de 1, il peut y avoir des risques d'oscillation à cause de la boucle de mesure et donc endommager le dispositif sous test.

3.3 Développement d'un analyseur de réseau non linéaire à charge active.

3.3.1 Description de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active.

Parmi toutes les différentes techniques possibles et présentées précédemment, nous avons opté pour une technique de charge active de type TAKAYAMA. L'aspect novateur de notre banc est d'utiliser réellement deux générateurs hyperfréquences synchrones et indépendants [8]. En effet, les générateurs hyperfréquences de dernière génération permettent un contrôle très précis de l'amplitude et de la phase du signal hyperfréquence par rapport au signal de référence. Cette solution présente l'avantage, dans le cas des mesures sous pointes, de présenter de forts coefficients de réflexion en sortie du dispositif sous test et donc de couvrir la totalité de l'abaque de Smith, à la fréquence fondamentale, tout en ayant une bonne précision de mesure.

Un synoptique du principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active est représenté sur la figure 3.7. Ce banc à charge active est basé autour de l'analyseur de réseau non linéaire, dit LSNA, décrit dans le chapitre 2. Il est utilisé comme système d'acquisition non linéaire. Deux sources hyperfréquences supplémentaires ainsi que deux amplificateurs, deux circulateurs et un coupleur 3dB sont implémentés en sortie du composant à tester. Les circulateurs en sortie permettent de présenter un coefficient de réflexion constant en sortie du dispositif sous test pour les fréquences autres que la fréquence fondamentale et l'harmonique 2. Cela minimise les risques d'oscillation durant la caractérisation non linéaire.

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, un inconvénient majeur de cette technique de synthèse d'impédance est de garder celle-ci constante lors des mesures grand signal et plus particulièrement quand le dispositif sous test atteint des régimes non linéaires. Pour pallier à ce problème, nous avons eu l'idée originale de modifier le synoptique et le

principe de cette charge active en intégrant réellement un deuxième générateur hyperfréquence synchrone et travaillant à la même fréquence au lieu de prélever une partie de l'onde incidente. En effet, ce deuxième générateur hyperfréquence de dernière génération, de la société Agilent

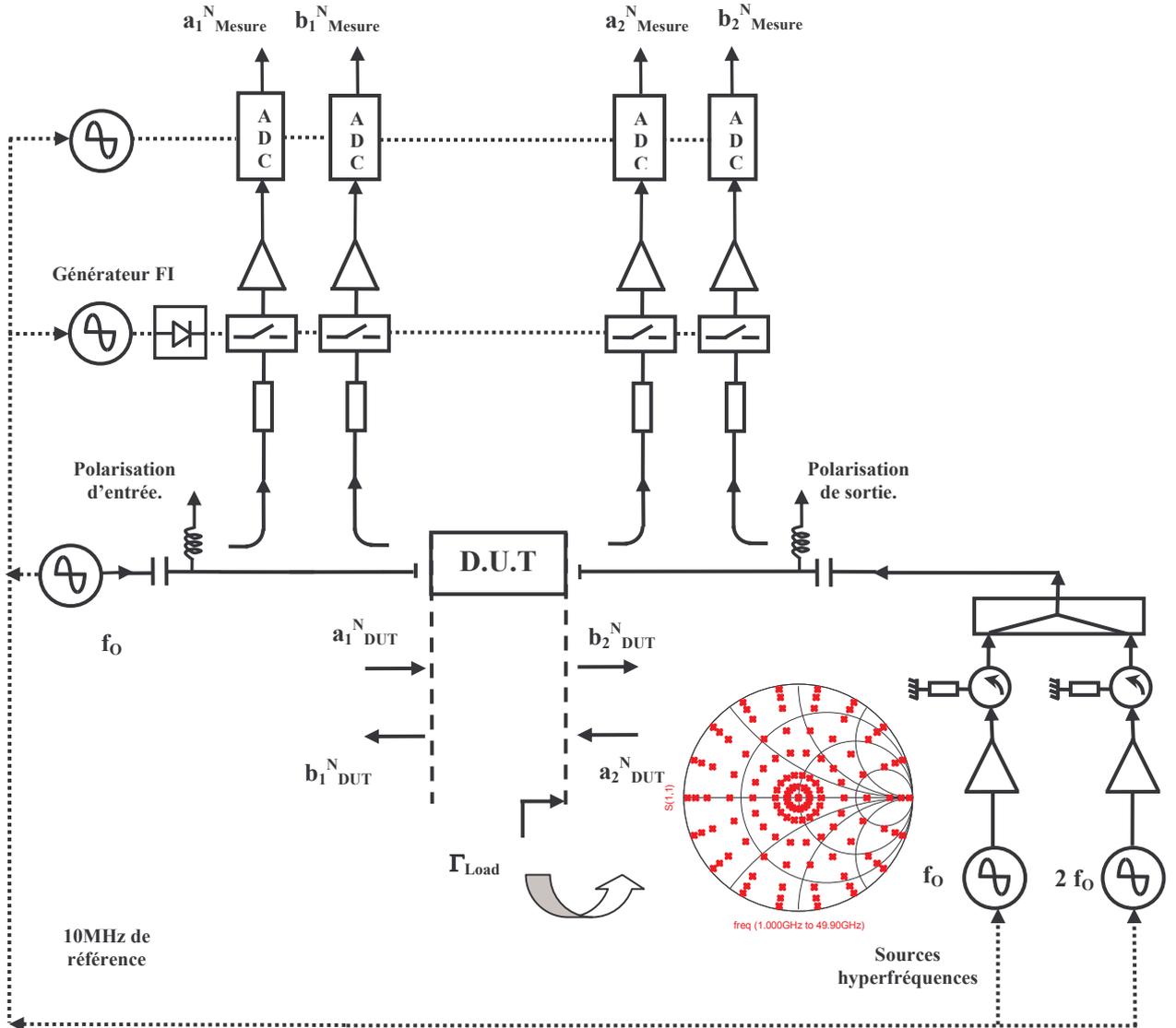


Figure 3.7 : Synoptique simplifié de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active.

Technologies permet un contrôle très précis et rapide de l'onde de puissance hyperfréquence a_2 en amplitude, avec une résolution de 0.01dB et en phase, avec une résolution de 0.1deg. Cette technique permet donc de contrôler très précisément, pour chaque niveau de puissance incidente, le module et la phase du coefficient de réflexion présenté en sortie du dispositif sous test à la fréquence fondamentale. Avec une troisième source hyperfréquence, il en est de même pour l'harmonique 2.

Afin de garder le coefficient de réflexion constant en sortie du dispositif sous test, nous avons développé un algorithme de convergence, dans l'environnement de programmation du LSNA (Mathematica). Cet algorithme de convergence va tout au long du balayage en puissance et pour chaque niveau de puissance de l'onde incidente a_1 , ajuster l'amplitude et la phase de l'onde a_2 à la fréquence fondamentale F_0 en contrôlant l'amplitude et la phase du deuxième générateur par approximation successive.

Cet algorithme permet donc dans un premier temps de converger vers l'impédance de charge voulue en sortie du transistor, pour une puissance injectée constante.

3.3.2 Application à la caractérisation des composants.

A partir de là, deux types de caractérisation peuvent être envisagés. Le premier type de caractérisation consiste à garder une impédance de charge constante et à augmenter progressivement le niveau de puissance à l'entrée du dispositif sous test afin d'observer la compression du gain en puissance et l'évolution des courants de grille et de drain. Le deuxième type de caractérisation consiste lui à imposer un niveau de puissance constant à l'entrée du dispositif sous test et à faire varier l'impédance de charge en sortie de ce dernier afin d'obtenir les différentes courbes de gain en puissance constant, de rendement PAE (« Power Added Efficiency ») constant ...

Dans le cas du premier type de caractérisation, un logiciel permet d'effectuer un balayage de la puissance injectée à l'entrée du dispositif sous test, tout en gardant cette impédance de charge constante. Pour chaque niveau de puissance injectée et après convergence de l'impédance de charge, le logiciel réalise l'acquisition des quatre ondes incidentes et réfléchies a_1 , b_1 , a_2 et b_2 . A partir de ces données, le logiciel calcule les puissances absorbées à l'entrée du transistor, la puissance de sortie délivrée à la charge, le gain en puissance, le rendement à puissance ajoutée, ainsi que les courants de grille et drain. En fonction de ces paramètres, l'opérateur peut à tout moment arrêter la caractérisation dans le cas d'un courant de grille trop important ou d'une éventuelle oscillation.

Les figures 3.8, 3.9 et 3.10 nous montrent un exemple de caractérisation grand signal, d'un transistor HEMT de la filière Nitrure de Gallium effectuée avec notre analyseur de réseau à charge active en mode de balayage en puissance injectée. L'évolution des courants de drain et de grille en fonction de la puissance absorbée par le transistor est représentée sur la figure 3.9. Elle nous montre clairement l'intérêt de suivre cette évolution afin de ne pas atteindre des

courants de grille trop importants ou bien des mises en direct de la jonction grille source qui pourraient détériorer le composant durant sa caractérisation non linéaire. La figure 3.10 nous montre l'intérêt de la charge active autour du LSNA en obtenant l'évolution des courants et tensions hyperfréquences dans le domaine temporel. L'analyse des ellipses de charge peut nous aider à la compréhension des effets limitatifs des composants en régime grand signal. Ces points seront abordés dans les chapitres 4 et 5 suivants.

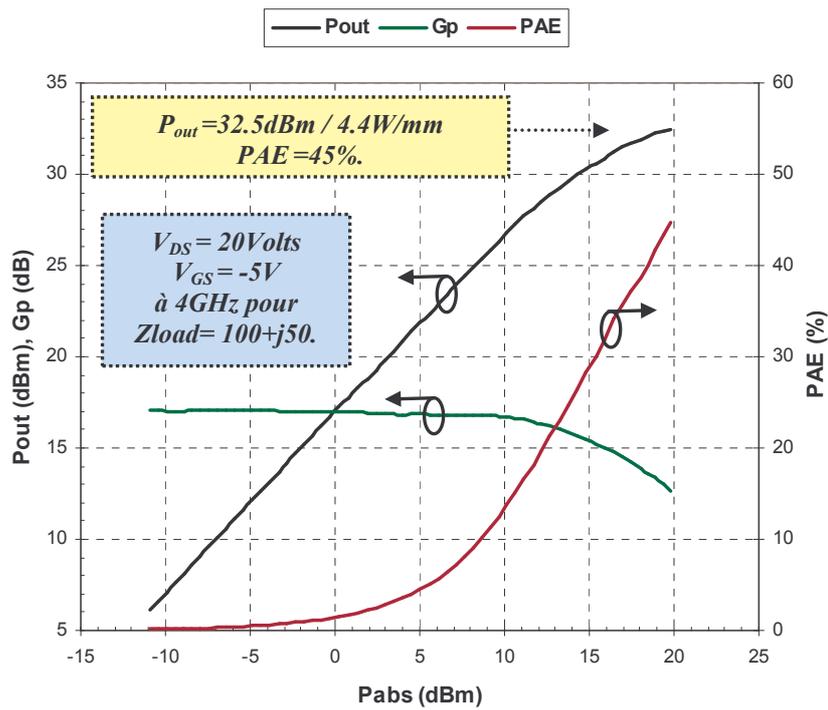


Figure 3.8 : Evolution de la puissance de sortie, du gain en puissance et du rendement à puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée absorbée d'un transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour $V_{DS}=20\text{V}$ et $V_{GS}=-5\text{V}$.

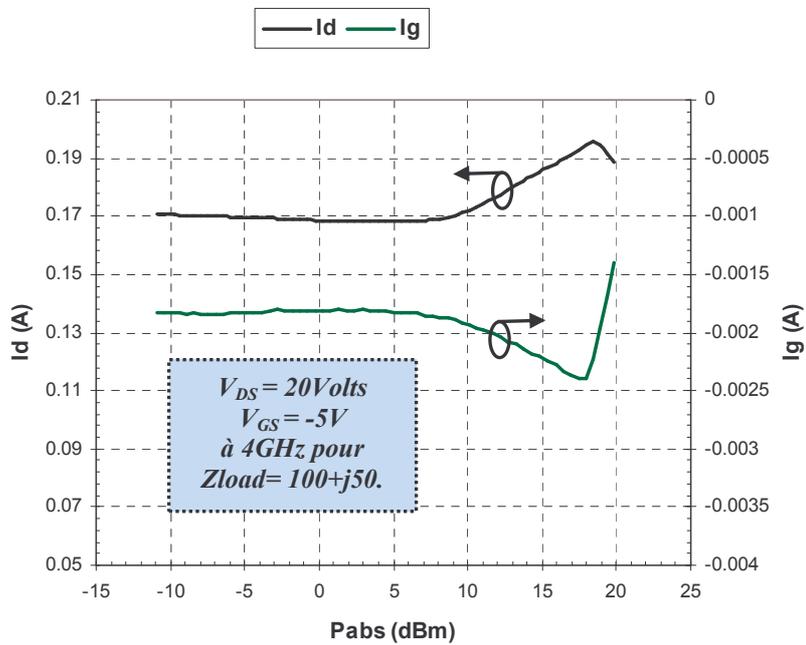


Figure 3.9 : Evolution des courants de grille et de drain en fonction de la puissance d'entrée absorbée d'un transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour $V_{DS}=20\text{V}$ et $V_{GS}=-5\text{V}$.

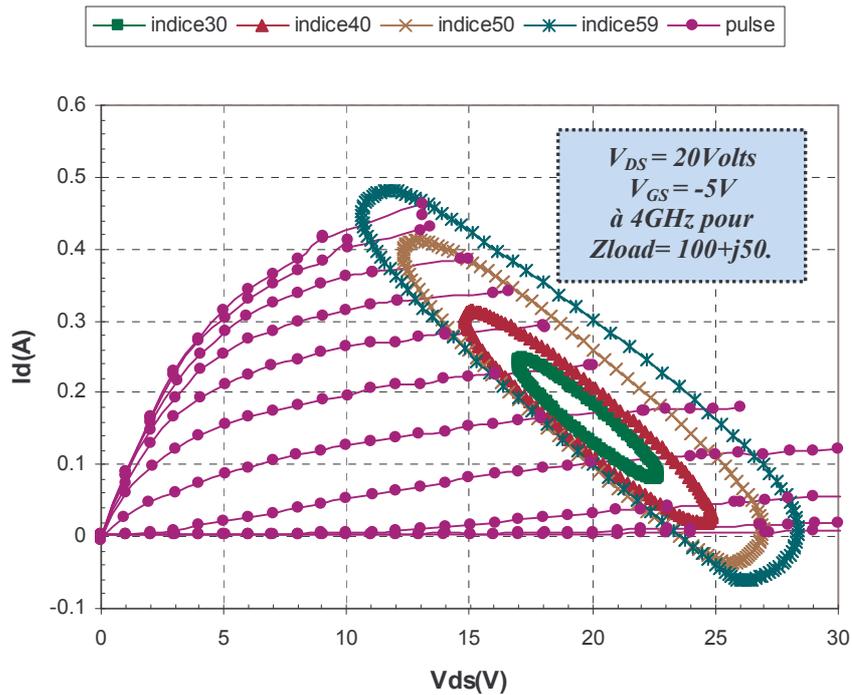


Figure 3.10 : Confrontation des mesures pulsées $I_{DS}=f(V_{DS})$ au point de repos ($V_{DS0}=20\text{Volts}$; $V_{GS0}=-5\text{Volts}$) aux évolutions temporelles à 4GHz du courant de drain en fonction de la tension drain source pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée absorbée par le transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour $V_{DS}=20V$ et $V_{GS}=-5V$.

Dans le cas du deuxième type de caractérisation, avec ce type de banc à charge active et son logiciel, nous pouvons aussi réaliser des cartographies afin de connaître l'évolution de certains paramètres électriques critiques tels que la puissance de sortie, le gain en puissance ou bien le rendement à puissance ajoutée en fonction de la charge présentée à la sortie du dispositif sous test et cela pour une puissance incidente a_1 constante et fixée. La figure 3.11 représente un exemple de ce type de caractérisation, où les lieux d'impédance varient en fonction de la puissance de sortie pour un niveau de puissance absorbée à l'entrée du transistor de 12dBm. Ce type de caractérisation est très utilisé pour aider les concepteurs à optimiser les performances de leur amplificateur.

De plus, il est important de noter que ce système présente aussi l'avantage, grâce à son algorithme, de contrôler le chemin en deux impédances de sortie afin d'éviter des zones d'instabilité et d'oscillation du composant sous test.

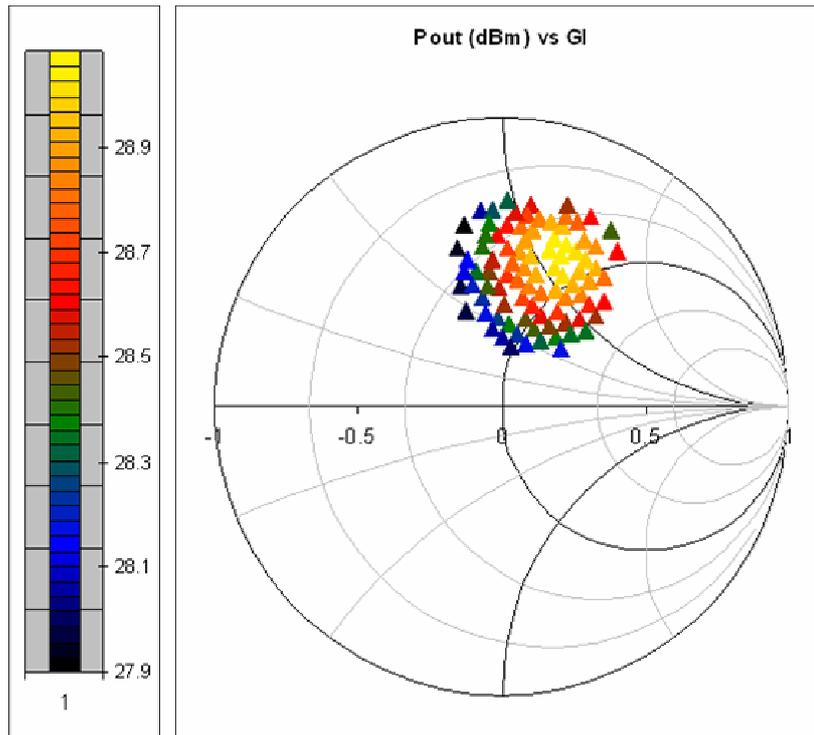


Figure 3.11: Evolution de la puissance de sortie à 4GHz en fonction de la charge présentée en sortie du transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$, pour un niveau constant de la puissance d'entrée absorbée de +12dBm et pour $V_{DS}=20V$ et $V_{GS}=-5V$.

3.3.3 Etude et estimation de l'incertitude de mesure en charge active.

Avant de réaliser des caractérisations non linéaires avec ce banc à charge active sur des transistors, nous avons réalisé tout d'abord, une étude de calibrage spécifique afin de valider notre banc, mais surtout pour connaître la précision des mesures non linéaires [8]. Pour cela, une ligne de transmission coplanaire connue, sans perte et provenant d'un kit d'étalonnage, a été caractérisée sous pointes hyperfréquences, à la fréquence fondamentale de 4GHz, pour plusieurs coefficients de réflexion et cela sur une large gamme de puissance d'entrée allant de 0 à +25dBm. Dans cette étude, nous allons faire l'hypothèse que la ligne de transmission utilisée est sans perte à la fréquence de 4GHz.

Afin de pouvoir comparer les mesures provenant des deux accès du LSNA, nous avons effectué une correction de la longueur électrique de cette ligne de transmission (« De-Embedding »), sur les ondes incidentes et réfléchies mesurées sur le port d'entrée n°1. Comme nous le montre la figure 3.12, les résultats de mesures entre les deux accès du LSNA pourront donc être comparés dans le plan de référence du port 2.

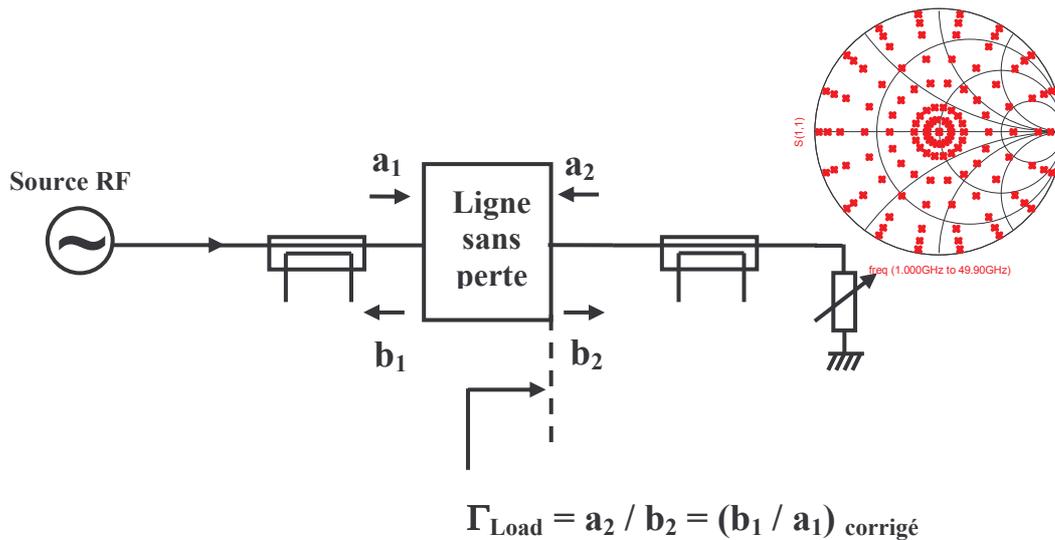


Figure 3.12 : Etude de calibrage à 4GHz pour différents coefficients de réflexion.

Dans un premier temps, nous allons calculer et analyser à la fréquence fondamentale de 4GHz, l'incertitude moyenne de la mesure du coefficient de réflexion, en amplitude et en phase pour toute la gamme de puissance et cela en fonction du coefficient de réflexion présenté dans le plan de mesure du port 2. L'évolution de cette incertitude en fonction du coefficient de réflexion de la charge est représentée figure 3.13. Elle révèle principalement une forte augmentation de l'erreur de mesure en amplitude et en phase pour les faibles coefficients de réflexion proches de l'impédance caractéristique 50 ohms. Cette forte augmentation est principalement due au manque de dynamique de mesure de l'instrument. En effet, pour de faible coefficient de réflexion, le niveau de puissance de l'onde réfléchi est faible et donc difficilement décelable.

De même, nous pouvons noter une légère augmentation de ces deux incertitudes pour les forts coefficients de réflexion. Cette augmentation est principalement due à la limitation en directivité de notre équipement. Néanmoins, ces évolutions d'incertitude sont très similaires à celles que l'on peut rencontrer dans les documentations techniques des analyseurs de réseau usuels et sont tout à fait acceptables pour des mesures grand signal.

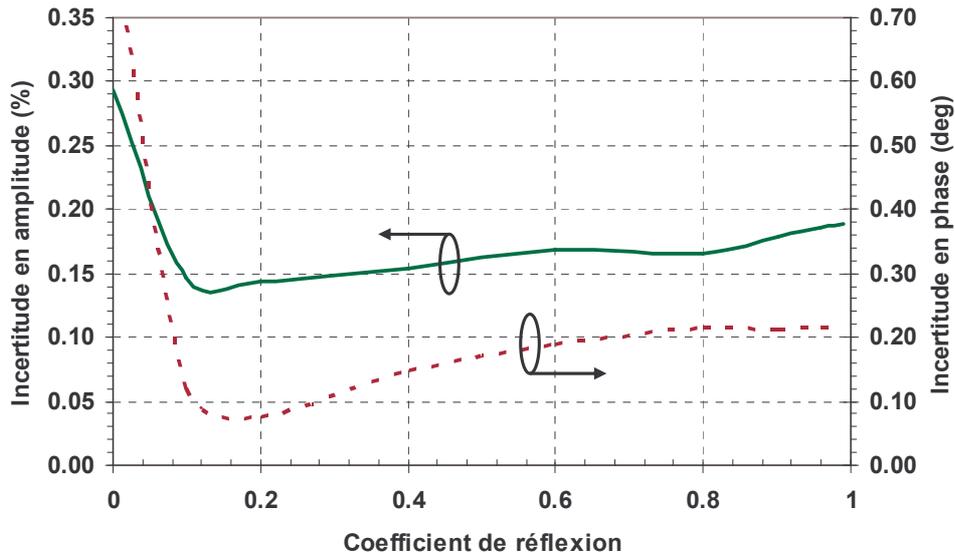


Figure 3.13 : Evolution de l'incertitude de mesure entre les deux coefficients de réflexion en amplitude et en phase en fonction de l'impédance de charge.

Une autre représentation de cette incertitude de mesure est possible en calculant le module du vecteur erreur (figure 3.14). En effet, ce paramètre a l'avantage d'intégrer en même temps et sur un seul critère, l'incertitude en amplitude et en phase de la mesure.

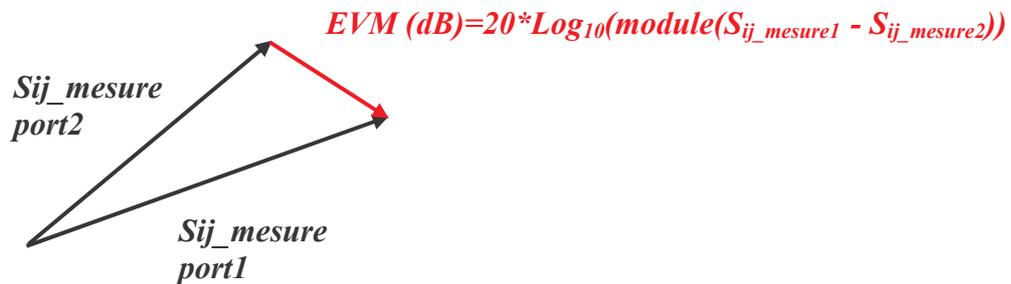


Figure 3.14 : Calcul du module du vecteur erreur pour le coefficient de réflexion.

La figure 3.15 nous montre l'évolution du module du vecteur erreur sur le coefficient de réflexion mesuré en fonction de la charge présentée en bout de ligne. Au regard de cette figure 3.15, nous pouvons observer, comme précédemment une légère augmentation de cette erreur de mesure pour les forts coefficients de réflexion. Néanmoins, nous obtenons une bonne précision de mesure, inférieure à -48dB, sur la mesure du coefficient de réflexion quelque soit l'impédance de charge présentée au dispositif sous test à la fréquence de 4GHz.

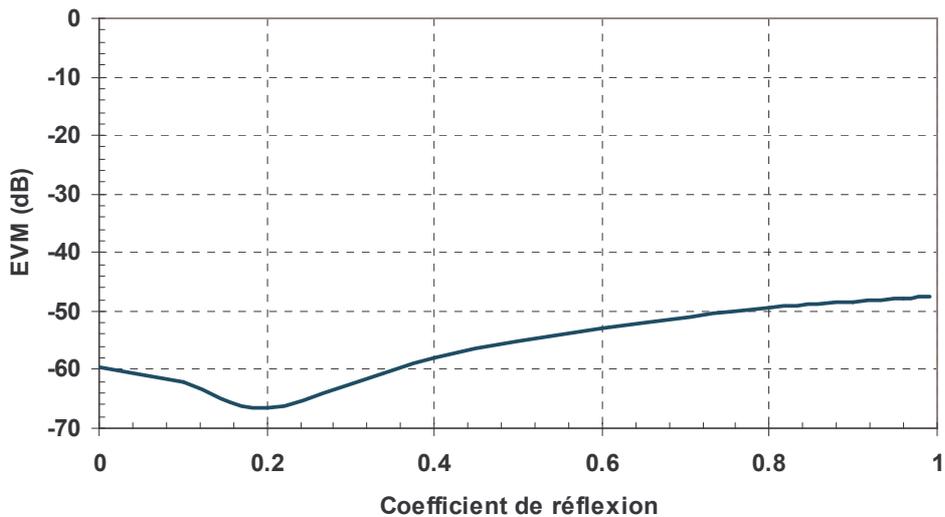


Figure 3.15 : Evolution du module vecteur erreur (EVM) sur le coefficient de réflexion en fonction de l'impédance de charge.

Nous allons maintenant regarder et évaluer l'incertitude de mesure de notre équipement en mode de transmission. Pour cela, nous avons choisi comme paramètre d'évaluation, le gain en puissance G_p qui est défini comme le rapport entre la puissance absorbée par la charge présentée en sortie du dispositif sous test et la puissance absorbée en entrée du dispositif sous test. Il est important de noter que ce paramètre est un critère clef dans les mesures non linéaires car il nous permet de déduire d'autres paramètres importants comme le rendement en puissance ajoutée. De plus, lorsque l'on regarde la définition de ce paramètre, le gain en puissance G_p fait intervenir les quatre ondes de puissance à l'entrée et en sortie du dispositif sous test et l'on voit donc bien l'intérêt d'étudier et d'évaluer l'incertitude de mesure en transmission sur ce paramètre.

$$Gain_en_puissance(f_0) = \frac{|b_2(f_0)| - |a_2(f_0)|}{|a_1(f_0)| - |b_1(f_0)|} \quad (3.5)$$

Le gain en puissance de la ligne sans perte doit être proche de 0dB et la différence représentera l'incertitude. Ce paramètre doit être constant quelque soit le coefficient de réflexion de la charge présentée en bout de ligne. L'évolution de l'incertitude moyenne du gain en puissance G_p est montrée, dans premier temps, en fonction de l'impédance de charge sur la figure 3.16.

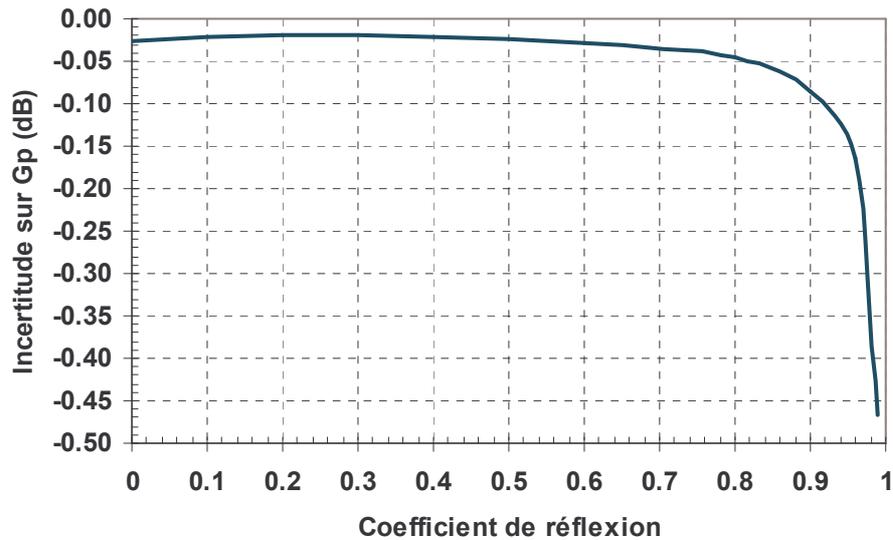


Figure 3.16 : Evolution de l'incertitude du gain en puissance G_p en fonction de l'impédance de charge.

Cette évolution nous montre une forte et abrupte augmentation de l'incertitude du gain en puissance pour des forts coefficients de réflexion supérieurs à 0,96. Cet effet est principalement dû aux limites de l'instrument en terme de dynamique de mesure, de désadaptation de source et de directivité, mais aussi aux limites de la procédure d'étalonnage qui ne prend pas parfaitement en compte les erreurs systématiques du banc à charge active. Dans certains cas, la configuration du système de mesure pendant sa phase d'étalonnage n'est pas rigoureusement identique à la configuration de mesure non linéaire (ajout d'amplificateur de puissance...). En conséquence, les erreurs systématiques ne sont pas parfaitement prises en compte par l'étalonnage. Par expérience, durant la phase d'étalonnage, il est important de configurer le système de mesure au plus proche de la configuration finale de caractérisation non linéaire afin de prendre en compte au mieux les erreurs systématiques.

La figure 3.17 nous montre l'évolution de cette incertitude du gain en puissance en fonction de la puissance incidente et cela pour plusieurs coefficients de réflexion. Elle nous montre aussi l'influence de la dynamique de mesure de notre banc à charge active tout au long du balayage du niveau de la puissance incidente. En effet, nous pouvons noter que pour les faibles niveaux de puissance incidente, l'incertitude du gain en puissance est plus importante que pour les forts niveaux de puissance incidente. Cette incertitude diminue donc lorsque le niveau de puissance incidente augmente. Nous pouvons ensuite observer quelques augmentations brutales, mais de faible amplitude, de cette incertitude le long du balayage en puissance pour les forts niveaux. Ces phénomènes se produisent lors de la commutation des

atténuateurs hyperfréquences localisés devant chaque tête d'échantillonnage du « sampling converter ». Dans le précédent chapitre 2, nous avons vu que ces atténuateurs avaient pour objectif de maintenir l'analyseur de réseau non linéaire dans sa zone linéaire de fonctionnement quelques soient les niveaux de puissance appliqués.

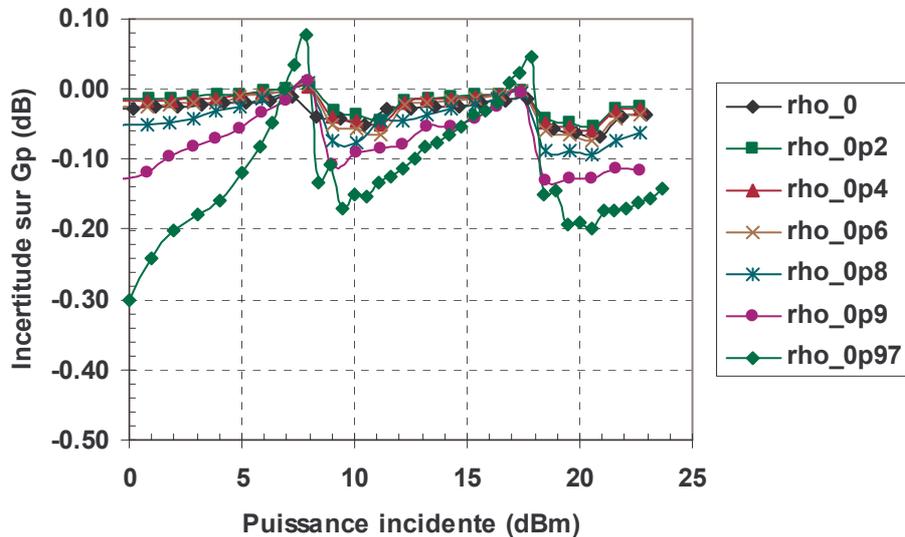


Figure 3.17: Evolution de l'incertitude du gain en puissance G_p en fonction de la puissance incidente pour différentes impédances de charge.

Après commutation de l'un de ces atténuateurs, la dynamique de mesure diminuant, l'incertitude de mesure du gain en puissance augmente donc brutalement, puis diminue progressivement jusqu'à la prochaine commutation des atténuateurs en entrée ou en sortie. Ceci est d'autant plus marqué que les coefficients de réflexion sont élevés. Néanmoins, pour un coefficient de réflexion de 0.97, une erreur maximale du gain en puissance de 0.3dB est obtenue et cela sur toute la gamme de puissance incidente. Il est important de noter que les atténuateurs sont programmés en parallèle et par couple (a_1, b_1) et (a_2, b_2) . Cette procédure n'est donc pas optimum pour certains coefficients de réflexion.

3.3.4 Etude de l'erreur provoquée par le logiciel de synthèse de la charge active.

Comme nous l'avons vu précédemment, le banc à charge active que nous avons développé est associé à un logiciel, qui nous permet d'obtenir précisément différentes impédances de charge en sortie du dispositif sous test. Pour cela, un algorithme de convergence a été développé dans l'environnement de programmation du LSNA (logiciel Mathematica) afin d'obtenir, pour chaque niveau de puissance incidente a_1 , la bonne configuration en amplitude et

en phase du deuxième générateur hyperfréquence, permettant ainsi de synthétiser l'impédance de charge souhaitée dans le plan de sortie du dispositif sous test. Pour cela, l'opérateur doit au préalable, préciser le coefficient de réflexion de charge désiré ρ , ainsi que les tolérances sur le module $\Delta\rho$ et sur la phase $\Delta\phi$ de ce coefficient de réflexion de charge qu'il souhaite durant toute la caractérisation non linéaire. Ces tolérances vont engendrer une incertitude entre la valeur désirée et la valeur réalisée par le système tout au long de la caractérisation. Par conséquent, cette incertitude due à la synthèse va entraîner une dispersion supplémentaire au niveau de la mesure globale non linéaire.

Afin d'optimiser la précision des mesures non linéaires, avec cette technique de charge active, nous avons réalisé une étude pour déterminer et choisir au mieux le couple de valeurs, de ces deux tolérances $\Delta\rho$ et $\Delta\phi$, en fonction du coefficient de réflexion désiré. Pour cela, nous allons calculer la valeur maximale du module du vecteur erreur (EVM) en fonction du coefficient de réflexion de charge pour différents couples de tolérance ($\Delta\rho$, $\Delta\phi$). La figure 3.18 représente le module du vecteur erreur entre le coefficient de réflexion désiré et mesuré associé aux tolérances $\Delta\rho$ et $\Delta\phi$.

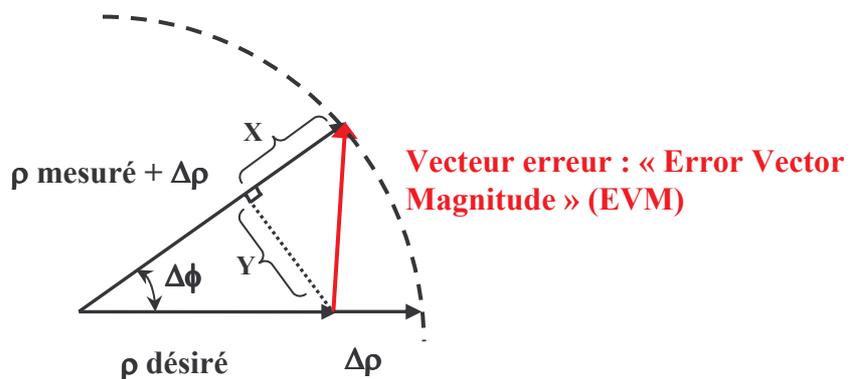


Figure 3.18 : Représentation vectorielle du vecteur erreur EVM en fonction de la tolérance $\Delta\rho$ sur le module et $\Delta\phi$ sur la phase .

Les calculs détaillés de ce module d'erreur sont donnés en annexe et donne après simplification les résultats suivants :

$$EVM = \sqrt{\Delta\rho^2 + \rho \times \Delta\phi^2 \times (\rho + \Delta\rho)} \quad (3.6)$$

$$EVM \text{ _dB} = 20 \times \text{Log}_{10}(EVM) \quad (3.7)$$

Avant d'étudier l'influence de ces deux paramètres $\Delta\rho$ et $\Delta\phi$ et d'optimiser leurs valeurs, il est important de connaître leurs bornes inférieures. En effet, les valeurs de ces deux paramètres $\Delta\rho$ et $\Delta\phi$ doivent être supérieures à l'incertitude de mesure du LSNA et à la résolution du synthétiseur de fréquence.

En ce qui concerne le LSNA, n'ayant pas de données techniques de la part du constructeur, nous avons caractérisé différents dispositifs passifs afin de regarder la reproductibilité en fonction du niveau et de la fréquence. A partir de cette étude, nous avons pu estimer cette incertitude sur la mesure d'une onde de puissance. A la fréquence de 4GHz, pour des niveaux de puissance supérieurs à -20dBm et pour une configuration usuelle du LSNA, RBW de 100Hz (« Resolution Band Width »), nous trouvons une incertitude relative de l'ordre de 0.2% pour l'amplitude et de 0.2 degré pour la phase sur la mesure d'une onde de puissance.

Pour le synthétiseur de fréquence, d'après la documentation technique, nous pouvons contrôler le niveau de puissance, avec une résolution de 0.01dB, soit 0.23%. De même, avec cet équipement nous pouvons ajuster la phase du signal hyperfréquence avec une résolution de 0.1degré. A partir de ces données, nous pouvons calculer la résolution globale du banc à charge active sur le coefficient de réflexion mesuré par les relations suivantes :

$$\rho_{charge_mesurée} = \frac{a_{2_mesure}}{b_{2_mesure}} \quad (3.8)$$

$$\text{Incertainitude pour le module, } \frac{\Delta|\rho_{charge_mesure}|}{|\rho_{charge_mesure}|} = \frac{\Delta|a_{2_mesure}|}{|a_{2_mesure}|} + \frac{\Delta|b_{2_mesure}|}{|b_{2_mesure}|} \quad (3.9)$$

$$\text{Incertainitude pour la phase, } \Delta|\phi_{charge_mesure}| = \Delta|\phi_{a_{2_mesure}}| + \Delta|\phi_{b_{2_mesure}}| \quad (3.10)$$

On obtient donc une incertitude globale de mesure du coefficient de réflexion par le LSNA à charge active de l'ordre de $4*10^{-3}$ pour l'amplitude et de 0.4 degré pour la phase à la fréquence de 4GHz. A partir de ces données, nous avons calculé le module du vecteur erreur pour les différents couples de tolérance ($\Delta\rho$, $\Delta\phi$), avec les valeurs suivantes de $\Delta\rho$ (0.04, 0.02, 0.01 et 0.005) et les valeurs de $\Delta\phi$ (4, 2, 1 et 0.5 degré).

La figure 3.19 représente les résultats des calculs du module vecteur erreur, appelé EMV en fonction du coefficient de réflexion pour différents couples de tolérance ($\Delta\rho$, $\Delta\phi$).

A partir de ces calculs, nous pouvons faire les observations suivantes. Dans un premier temps, on peut remarquer que l'EMV augmente en fonction du coefficient de réflexion quelques soient les valeurs des incertitudes $\Delta\rho$ et $\Delta\phi$. Cette évolution de l'EMV en fonction du coefficient de réflexion se fait d'autant moins ressentir que la tolérance sur la phase $\Delta\phi$ devient petite.

Pour de faible coefficient de réflexion, c'est-à-dire inférieur à 0.15, l'EMV est indépendant de la tolérance sur la phase $\Delta\phi$, mais dépend essentiellement de la tolérance $\Delta\rho$ sur le module. Par contre, pour des coefficients de réflexion supérieurs à 0.8, on peut remarquer que l'EMV est très peu dépendant de la tolérance sur le module $\Delta\rho$ lorsque la tolérance sur la phase $\Delta\phi$ est supérieure ou égale à 2 degrés.

Ces courbes nous montrent principalement l'importance de prendre une faible tolérance sur la phase $\Delta\phi$ pour les forts coefficients de réflexion, afin de voir le bénéfice et l'influence de la tolérance du module $\Delta\rho$ sur l'EVM. A titre d'exemple, pour un coefficient de réflexion de 0.8 et pour une tolérance $\Delta\rho$ sur le module de 0.01, lorsque l'on fait varier la tolérance de phase de 4 à 1 degré, l'EVM s'améliore de 10dB.

A partir de cette étude, nous pouvons choisir les valeurs de tolérances ($\Delta\rho$, $\Delta\phi$) afin d'optimiser la précision de mesure en fonction des zones d'impédances que l'on veut réaliser et du temps de convergence nécessaire lors de la mesure. Dans nos applications usuelles, nous utilisons couramment le couple de valeurs des tolérances suivant, $\Delta\rho = 0.1$ et $\Delta\phi = 1$ degré, car il présente un bon compromis entre la précision de mesure et le temps de convergence pour des coefficients de réflexion inférieurs à 0.8.

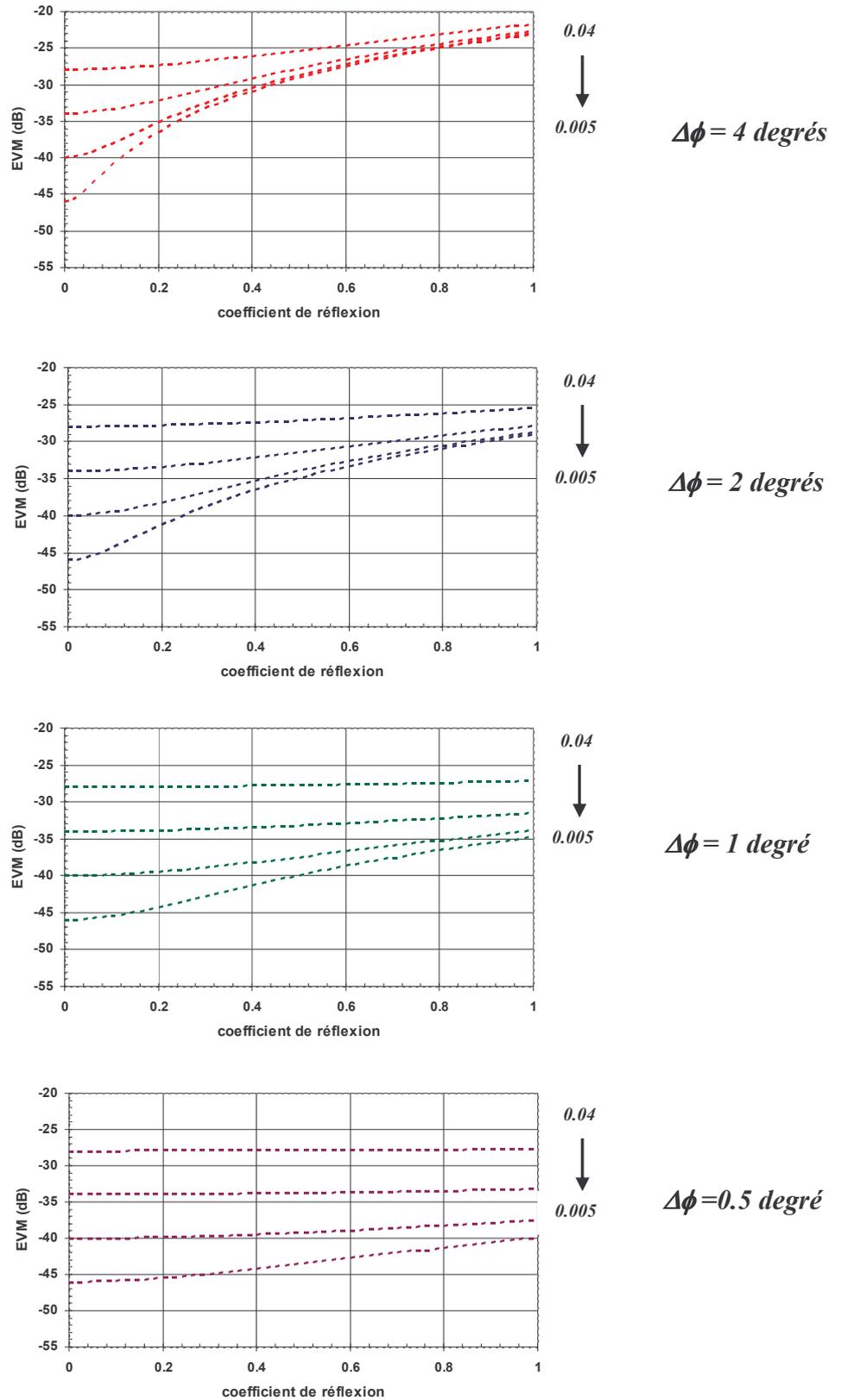


Figure 3.19: Evolution du module du vecteur erreur (EVM) en fonction de la charge présentée. Courbes oranges: $\Delta\phi = 4\text{deg}$, courbes bleues : $\Delta\phi = 2\text{deg}$, courbes vertes : $\Delta\phi = 1\text{deg}$, courbes violettes : $\Delta\phi = 0.5\text{deg}$ et $\Delta\rho$ variant ayant pour valeurs : 0.04, 0.02, 0.01 et 0.005.

3.3.5 Validation expérimentale : comparaison des mesures non linéaires à un modèle électrique non linéaire.

Afin de valider notre banc à charge active non linéaire, nous avons confronté des mesures effectuées par ce dernier à des données provenant d'un modèle non linéaire sur un composant de référence. Ce composant de référence est un transistor de la filière nitrure de Gallium, de type HEMT *AlGaIn/GaN* sur substrat SiC et de développement $8 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$. Les différentes étapes technologiques de ce transistor ont été réalisées au sein de notre laboratoire. Afin d'évaluer notre banc à charge active, nous avons donc établi un modèle électrique non linéaire de notre composant de référence à partir des mesures hyperfréquences provenant d'un autre équipement de mesures que le LSNA. Nous allons maintenant décrire succinctement les principales étapes d'élaboration de ce modèle électrique non linéaire.

3.3.5.1 Description du modèle électrique non linéaire.

Le modèle électrique utilisé pour décrire les caractéristiques électriques non linéaires de ce composant est basé sur une extension de la topologie usuelle du schéma équivalent des transistors à effet de champ développée pour la filière nitrure de Gallium [9] et [10]. L'ensemble des éléments intrinsèques du schéma équivalent sont définis et décrits par des réseaux de neurones [11]. Ce modèle empirique se base sur l'extraction des mesures petit signal en régime pulsé des éléments du schéma équivalent et sur la représentation de ces évolutions en fonction des tensions intrinsèques drain source V_{DS} et grille source V_{GS} à l'aide d'un réseau de neurones. Cette technique originale a été développée et mise au point par Matthieu Werquin durant ses travaux de thèse [10]. La détermination du réseau de neurones est effectuée avec le logiciel Neuromodeler et le modèle a été ensuite implémenté dans ADS.

Les éléments d'accès tels que la résistance de grille R_G , les inductances d'accès L_D , L_G et L_S , ainsi que les capacités de plots C_{PD} , C_{PG} sont déterminés à partir des mesures petit signal effectuées en régime CW car ces valeurs ne dépendent pas de la température et du point de polarisation. Elles sont donc supposées constantes quelque soit le point de polarisation du transistor. Ces paramètres extrinsèques seront caractérisés à partir des mesures effectuées avec un analyseur de réseau conventionnel en régime CW en utilisant une méthode d'extraction spécifique [10].

En ce qui concerne les résistances d'accès source R_S et drain R_D , il a été démontré que ces paramètres dépendent de l'état thermique du transistor, mais aussi et surtout de l'état des pièges dans le semi-conducteur [12], [13] et [14]. Ces paramètres dépendent donc des tensions

extrinsèques V_{DS} et V_{GS} appliquées au transistor. Pour cela, ces résistances d'accès vont être déterminées à partir des mesures petit signal effectuées en régime pulsé au point de repos correspondant au point de fonctionnement du transistor. Ce type de mesures a été développé au sein de notre laboratoire afin d'imposer l'état thermique et de piège dans le transistor [15]. Pour cela, nous avons choisi une largeur d'impulsion de l'ordre de 400 nanosecondes, associée à un rapport cyclique de 1%. Ces valeurs nous permettent d'avoir un bon compromis entre l'état thermique et de piège stable du composant et la dynamique de mesure de l'analyseur de réseau en régime pulsé.

A titre d'exemple, la figure 3.20 nous montre l'évolution des résistances d'accès de drain et de source d'un transistor HEMT $AlGaN/GaN$, pour différents points de repos « froid », c'est-à-dire pour différentes valeurs de tensions V_{DS} et associées à une tension V_{GS} égale à la tension de pincement afin de supprimer la dépendance de la température. Cette figure nous montre principalement la dépendance de R_D et R_S en fonction de l'état des pièges dans le semi conducteur pour différentes valeurs de V_{DS} et donc l'importance de caractériser ces résistances d'accès au point de repos correspondant au point de fonctionnement en régime pulsé.

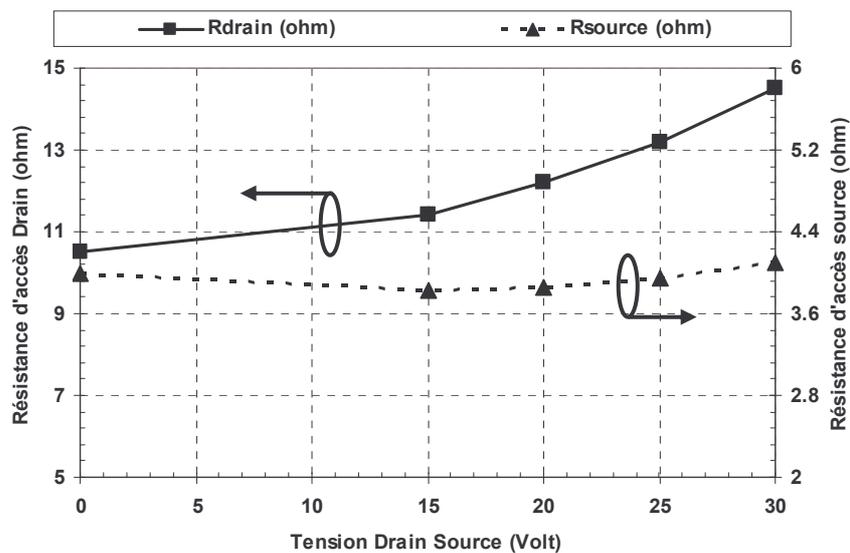


Figure 3.20 : Evolution des résistances d'accès drain et source en fonction tension drain source (point de repos des mesures pulsées).

La détermination des éléments intrinsèques du transistor à effet de champ utilise les méthodes d'extraction usuelles appliquées aux mesures des paramètres de dispersion en régime pulsé et pour le point de repos correspondant au point de fonctionnement afin de tenir compte comme précédemment de l'état thermique et de pièges du transistor.

3.3.5.2 Comparaison modèle électrique et mesures non linéaires.

Les mesures non linéaires ont été effectuées avec notre banc à charge active, sous points coplanaires à la fréquence de 4GHz, pour plusieurs impédances de charge et pour le point de polarisation suivant, $V_{DS} = 20\text{Volts}$ et $V_{GS} = -6\text{Volts}$. Le transistor est polarisé en classe AB. Il est important de noter que pour ces mesures, l'analyseur de réseau non linéaire ne prend en compte que 5 harmoniques car sa bande passante maximale est limitée à 20GHz. Il en est donc de même pour la simulation sous ADS.

La figure 3.21 représente les mesures du courant de drain I_D fonction de la tension drain source V_{DS} , effectuées à partir du banc pulsé, ainsi que les mesures temporelles à la fréquence de 4GHz effectuées avec l'analyseur de réseau non linéaire pour une impédance de charge donnée $Z_{LOAD} = 62+j160$. On peut tout d'abord remarquer la très bonne concordance entre ces deux types de mesures et plus particulièrement, en comparant à fort niveau, les ellipses de charge et les tensions de déchet du réseau I_D en fonction de V_{DS} en régime pulsé.

Les figures 3.21, 3.22 et 3.23 nous montrent la confrontation dans le domaine temporel, des résultats entre la mesure et la simulation, à la fréquence de 4GHz, pour différents niveaux de puissance injectée et pour une impédance donnée $Z_{load}=62+j160$. Au regard de ces ellipses de charge, de source et de transconductance, les résultats de mesures et de simulation nous montrent un très bon accord dans le domaine temporel.

La figure 3.24 nous montre les résultats de mesures et de simulation en puissance du transistor par l'évolution de la puissance de sortie, du gain en puissance et du rendement à puissance ajoutée en fonction de la puissance absorbée par le transistor pour la même impédance de charge donnée $Z_{load}=62+j160$. On peut à nouveau noter un très bon accord entre les résultats de mesure et la simulation. En effet, l'évolution de la compression du gain en puissance et de la puissance de sortie démarre pour une même puissance incidente entre la mesure et la simulation. De plus, les résultats de mesures et de simulation sont particulièrement proches dans la zone non linéaire.

Ces confrontations présentent donc un très bon accord entre les mesures non linéaires hyperfréquences effectuées avec notre banc et les résultats de simulation de notre modèle électrique élaboré à partir des mesures DC et petit signal en régime pulsé. Ces résultats nous permettent donc de valider notre analyseur de réseau non linéaire à charge active sur un dispositif actif de référence.

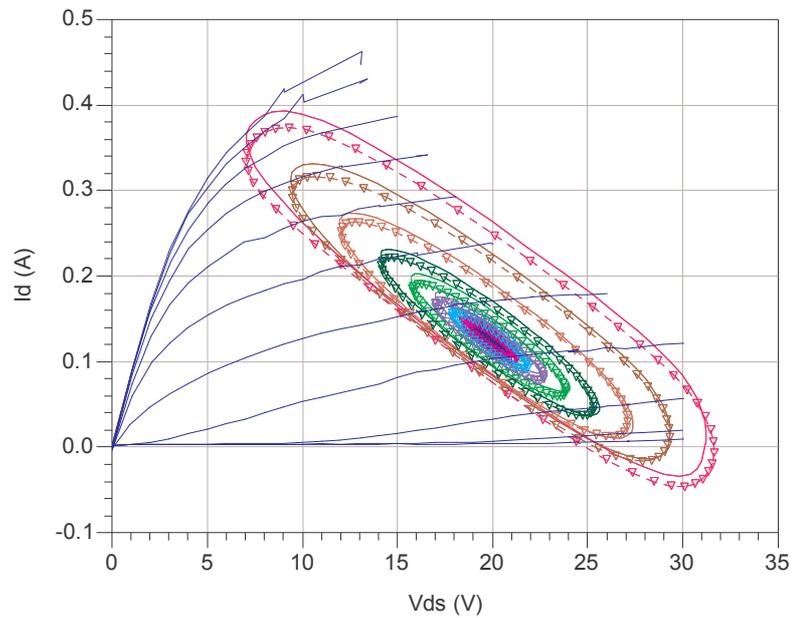


Figure 3.21 : Courbes bleues : Mesures du courant de drain I_D fonction de la tension V_{DS} en régime pulsé pour le point de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (20V, -6V)$, la tension V_{GS} instantanée allant de $-9V$ à $+1V$ par pas de $1V$. Ellipses de charge I_{DS} fonction de V_{DS} , pour $Z_{LOAD} = 62 + j160$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ pour plusieurs niveaux de puissance injectée. Triangle : mesures LSNA à charge active et trait plein : modèle électrique.

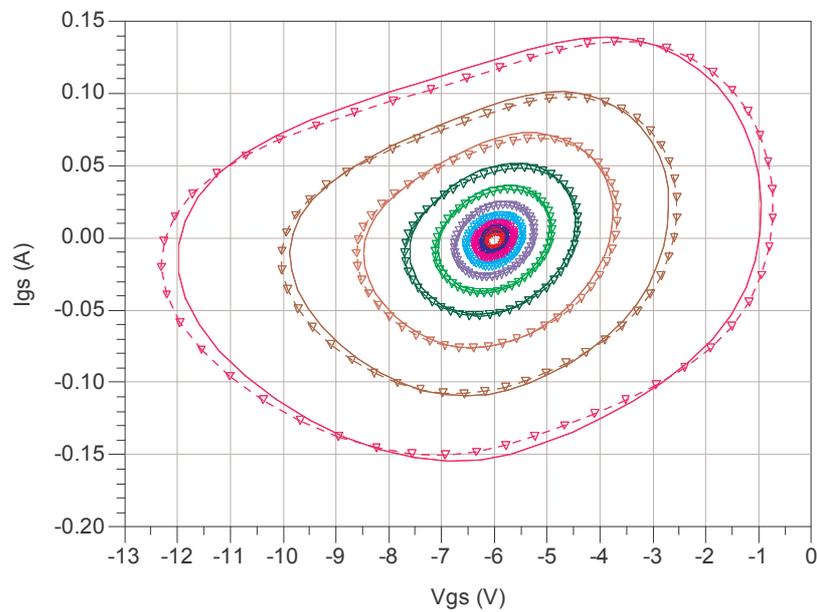


Figure 3.22 : Ellipses de source I_{GS} fonction de V_{GS} , pour $Z_{LOAD} = 62 + j160$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ pour plusieurs niveaux de puissance injectée. Triangle : mesures LSNA à charge active et trait plein : modèle électrique.

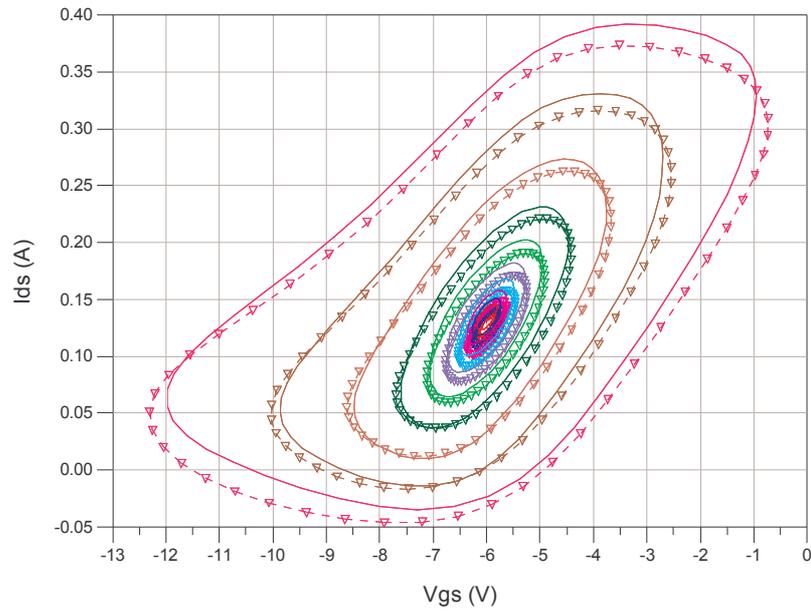


Figure 3.23 : Ellipses de transconductance I_{DS} fonction de V_{GS} , pour $Z_{LOAD} = 62 + j160$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ pour plusieurs niveaux de puissance injectée.
 Triangle : mesures LSNA à charge active et trait plein : modèle électrique.

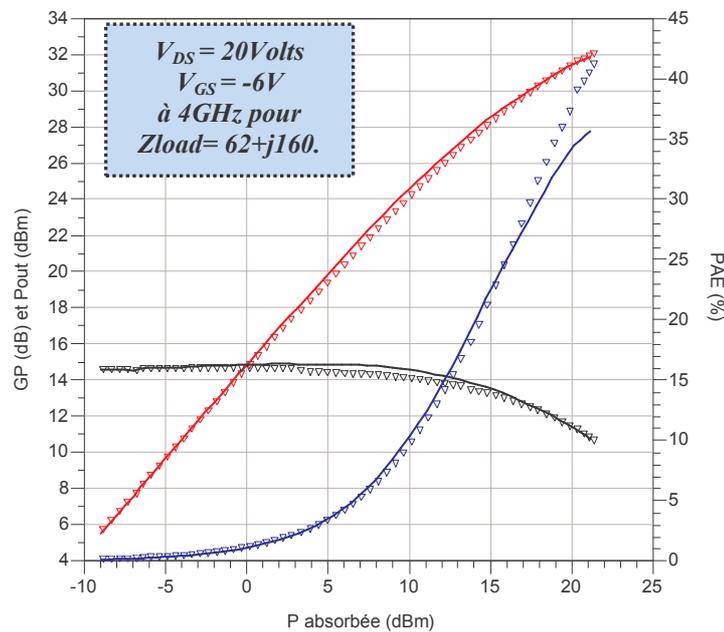


Figure 3.24: Evolution de la puissance de sortie, du gain en puissance et du rendement à puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée absorbée par le transistor GaN, $8 \times 50 \times 0.25 \mu m^2$, à $V_{DS} = 20V$ et $V_{GS0} = -6V$ et pour $Z_{LOAD} = 62 + j160$. Triangle : mesures LSNA à charge active et trait plein : modèle électrique.

3.4 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons décrit le fonctionnement et les avantages du banc à charge active automatique développé autour de l'analyseur de réseau non linéaire. Il permet de contrôler les impédances présentées à la sortie du dispositif sous test à la fréquence fondamentale et au deuxième harmonique. Grâce à ce développement, ce nouveau système de mesures non linéaire nous permet de caractériser de façon très précise les dispositifs actifs en analysant les courants et tensions hyperfréquences pour différentes impédances de charge présentées à la sortie du dispositif sous test.

Dans un deuxième temps, et avant de réaliser ces mesures non linéaires sur des transistors de puissance, nous avons effectué une étude et une estimation des incertitudes de mesures en configuration « load-pull » en fonction de la charge présentée afin de connaître les limitations et la précision de mesure de notre banc à charge active. Une deuxième étude présente ensuite l'incertitude apportée par les paramètres du logiciel de synthèse d'impédance. Cette étude nous permet de définir les tolérances optimales sur le module et la phase en fonction des zones d'impédances de charge désirées.

Dans un dernier temps, nous avons validé et confronté des mesures non linéaires hyperfréquences effectuées avec notre banc à charge active, sur un dispositif actif de référence, à des résultats de simulations provenant d'un modèle électrique. Ce modèle électrique a été élaboré au sein de l'équipe à partir de mesures effectuées avec d'autres équipements que le LSNA. Cette confrontation va nous permettre de valider le banc « load-pull » non linéaire que nous avons développé, mais aussi de montrer la précision de mesure obtenue avec cet équipement.

3.5 Annexe.

Annexe1 : Calcul du Module du Vecteur Erreur créé par le logiciel.

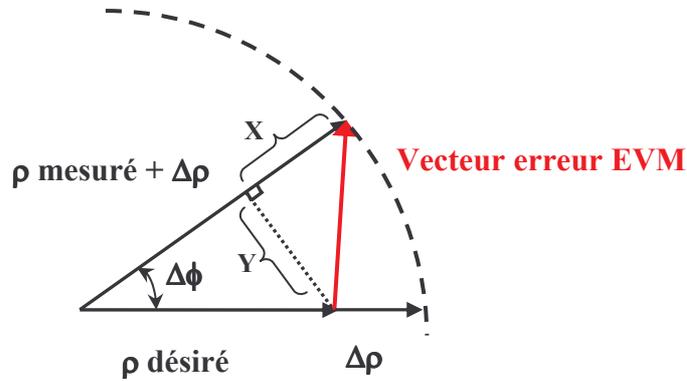


Figure 3.25 : Représentation du vecteur erreur EVM en fonction de la tolérance $\Delta\rho$ sur le module et $\Delta\phi$ sur la phase .

On applique le théorème de Pythagore au triangle rectangle (X, Y, EVM), on a donc la relation suivante :

$$EVM^2 = X^2 + Y^2$$

On calcule les coefficients X et Y:

$$X = \rho + \Delta\rho - \rho \times \cos(\Delta\phi) = \rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + \Delta\rho$$

$$Y = \rho \times \sin(\Delta\phi)$$

On obtient donc les relations suivantes:

$$EVM^2 = [\rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + \Delta\rho]^2 + \rho^2 \times \sin^2(\Delta\phi)$$

$$EVM^2 = \rho^2 \times (1 - \cos(\Delta\phi))^2 + \Delta\rho^2 + 2 \times \rho \times \Delta\rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + \rho^2 \times \sin^2(\Delta\phi)$$

$$EVM^2 = \Delta\rho^2 + 2 \times \rho \times \Delta\rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + \rho^2 \times ((1 - \cos(\Delta\phi))^2 + \sin^2(\Delta\phi))$$

$$EVM^2 = \Delta\rho^2 + 2 \times \rho \times \Delta\rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + \rho^2 \times (1 + \cos^2(\Delta\phi) - 2 \times \cos(\Delta\phi) + \sin^2(\Delta\phi))$$

$$EVM^2 = \Delta\rho^2 + 2 \times \rho \times \Delta\rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + 2 \times \rho^2 \times (1 - \cos(\Delta\phi))$$

On obtient donc le module du vecteur erreur EVM (« Error Vector Magnitude ») par la relation suivante :

$$EVM = \sqrt{\Delta\rho^2 + 2 \times \rho \times \Delta\rho \times (1 - \cos(\Delta\phi)) + 2 \times \rho^2 \times (1 - \cos(\Delta\phi))}$$

Puisque l'on cherche à obtenir des mesures les plus précises, on sait que $\Delta\phi \mapsto 0$.

Par conséquent, on peut effectuer un développement limité au premier ordre de la fonction cosinus.

$$\cos(\Delta\phi) \approx 1 - \frac{(\Delta\phi)^2}{2}$$

L'expression du module du vecteur erreur devient donc :

$$EVM = \sqrt{\Delta\rho^2 + \rho \times \Delta\rho \times \Delta\phi^2 + \rho^2 \times \Delta\phi^2}$$

$$EVM = \sqrt{\Delta\rho^2 + \rho \times \Delta\phi^2 \times (\rho + \Delta\rho)}$$

On obtient donc $EVM_{dB} = 20 * \text{Log}(\sqrt{\Delta\rho^2 + \rho \times \Delta\phi^2 \times (\rho + \Delta\rho)})$

$$EVM_{dB} = 10 * \text{Log}(\Delta\rho^2 + \rho \times \Delta\phi^2 \times (\rho + \Delta\rho))$$

3.6 Bibliographie.

- [1] Device Characterization with Harmonic Source and Load Pull,
Application Note 5C-044,
MAURY Microwave, December 2000.

- [2] Load Pull Measurements on Transistors with Harmonic Impedance Control.
Technical Note, Focus Microwave, August 2004.

- [3] Documentation du Tuner WinCCMT.
Version 7.7, Focus Microwaves, Mars 2003.

- [4] Introduction to Tuner-Based Measurement and Characterization.
Application Note, MAURY Microwave, August 2004.

- [5] Tuner Repeatability - Fact & Fiction.
Application note, MAURY Microwave, June 1999.

- [6] Curiosities on accurate large signal measurements in combination with passive tuners.
M. VANDEN BOSSCHE,
Application Note, NMDG Engineering.

- [7] A new Load-pull Characterization method for Microwave Power Transistors.
T. TAKAYAMA,
IEEE MTT's Digest Int. Microwave Symposium, Vol. 76, n°1, p218-220, June 1976.

- [8] Non Linear RF Device characterization in Time Domain using an Active Loadpull Large
Signal Network Analyzer.
D. DUCATTEAU et al.,
IEEE Instrumentation and Measurement Tech. Conference, Warsaw, Poland, pp. 1-5, May
2007.

- [9] A new Method for determining the FET small-signal equivalent circuit.
G. DAMBRINE et al.,
IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques, Vol. 36, n°7, pp. 1151-1159, Oct. 1988.
- [10] Etudes théorique et expérimentales de transistors HEMT's de la filière Nitrure de Gallium pour les applications de puissance hyperfréquences.
M. WERQUIN,
Thèse, Université de lille, Décembre 2005.
- [11] A Large Signal Characterization of an HEMT using a Multilayered Neural Network.
K. SHIRAKAWA et al.,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.45, n°.9, pp 1630-1633,
September 1997.
- [12] Influence of passivation on High-Power *AlGaN/GaN* HEMT devices at 10GHz.
D. DUCATTEAU et al.,
in 34th GAAS, Amsterdam, The Netherlands, pp 203-206, October 2004.
- [13] Surface-Related Drain Current Dispersion Effects in *AlGaN-GaN* HEMTs.
G. Meneghesso et al.,
IEEE Transactions on Electron Devices, vol.51, n°.10, pp 1554-1561, October 2004.
- [14] Polarization Induced 2DEG in *AlGaN-GaN* HEMTs : On the origin DC and transient characterization.
R. Vetury.
Thèse de doctorat, Université de Santa Barbara, Décembre 2000.

[15] Pulsed bias/pulsed RF characterization measurements system of FET at constant intrinsic voltages.

C. GAQUIERE et al.,

Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 20, n°5, p 349-352, March 1999.

CHAPITRE 4 :

Etude et Caractérisation de l'ionisation par impact
dans le domaine temporel en régime grand signal
sur les transistors à effet de champ à
hétérojonction.

4.1 Introduction.

L'ionisation par impact est un phénomène physique bien connu qui a été étudié par de nombreuses équipes de recherche depuis de nombreuses années. Ce mécanisme physique a tout d'abord été utilisé pour des dispositifs électroniques tels que les diodes et transistors à avalanche. Dans le domaine hyperfréquence, il a surtout été mis à profit dans les diodes IMPATT (IMPact ionisation Avalanche Transit Time) où il se traduit par l'apparition de résistances négatives qui donnent lieu à des sources hautes fréquences. Dans le domaine des transistors et circuits de puissance en hyperfréquence, ce phénomène est particulièrement important. En effet, la montée en fréquence et en puissance de ces circuits implique une forte augmentation des champs électriques appliqués au sein des transistors en raison de la réduction des dimensions de ce dernier, mais aussi de l'augmentation des tensions drain source appliquées au dispositif et de l'utilisation de matériau à forte mobilité et à faible bande interdite.

À ce jour de nombreuses études ont été effectuées sur l'ionisation par impact dans les transistors de puissance en régime statique et hyperfréquence [1], [2], [3], [4] et [5], mais à notre connaissance, aucune étude en régime hyperfréquence n'a été effectuée dans le domaine temporel.

L'objectif de ce chapitre est donc d'étudier expérimentalement ce mécanisme physique qu'est l'ionisation par impact dans les transistors à effet de champ à hétérojonction en statique, puis en régime de fonctionnement hyperfréquence petit signal et plus particulièrement en régime grand signal dans le domaine temporel à l'aide de l'analyseur de réseau non linéaire. L'intérêt essentiel de ces caractérisations spécifiques est de mieux analyser les effets limitatifs afin d'obtenir une prédiction du comportement du transistor lors de son fonctionnement en puissance et de déterminer la polarisation optimale du composant (classe A, AB ou B) pour éviter ces zones.

Pour cette étude, nous nous sommes intéressés aux transistors de la filière GaAs déjà très mature sur le plan industriel et dont les performances en puissance sont limitées en particulier par le phénomène d'ionisation par impact. De plus, pour cette filière le laboratoire dispose d'une expérience acquise sur de nombreuses années et largement reconnue [4] et [6].

Dans un premier temps, nous effectuerons des rappels sur le mécanisme physique de l'ionisation par impact et ses conséquences sur les différents paramètres électriques et plus particulièrement dans le cas du transistor à effet de champ à hétérojonction de la filière GaAs.

Dans un deuxième temps, nous présenterons les différentes techniques expérimentales que nous avons mis en oeuvre pour étudier et analyser les effets de l'ionisation par impact sur un transistor HEMT. Une étude complète, incluant de la caractérisation en régime statique, des mesures en régime petit signal dans le domaine fréquentiel et de la caractérisation grand signal dans le domaine temporel sera présentée. Enfin un modèle électrique permettant de rendre compte des effets observés à l'analyseur de réseau non linéaire sera proposé.

4.2 Mécanisme de claquage dans un transistor à effet de champ.

Avant d'analyser en détail les effets de claquage dans les transistors HEMTs de puissance, il est utile de rappeler les deux principaux phénomènes physiques qui sont à l'origine de ce phénomène de claquage à savoir :

- ✓ L'effet tunnel.
- ✓ L'ionisation par impact.

Dans un souci d'exactitude, nous nous mettons dans le cas du transistor PHEMT GaInAs avec un taux d'indium inférieur à 25% car c'est sur ce matériau que notre expertise est la plus conséquente et c'est celui qui intervient dans les composants que nous avons étudiés. En effet, le comportement en régime de claquage est susceptible de varier d'un semi-conducteur à l'autre, en raison de la complexité des mécanismes sous-jacents à ce phénomène.

À l'équilibre thermodynamique, dans un semi-conducteur, les électrons et les trous libres sont animés en permanence d'un mouvement aléatoire, d'agitation thermique. Leur vitesse dépend du niveau d'énergie qu'ils occupent dans la bande de conduction (B.C) ou la bande de valence (B.V). À chaque interaction, c'est-à-dire à chaque choc, le porteur libre va transférer toute ou une partie de l'énergie cinétique au réseau cristallin et poursuivre son déplacement dans une direction aléatoire, ce qui constitue le « mouvement Brownien ». Le temps moyen entre deux chocs successifs est appelé « libre parcours moyen » et en l'absence de force agissant (champ électrique) sur le porteur, cette agitation thermique désordonnée et aléatoire ne conduit à aucun déplacement moyen et donc à aucune conduction électrique.

Lorsque l'on applique un champ électrique de faible amplitude sur ce semi-conducteur, les porteurs libres vont subir une force électrostatique, être accélérés et donc gagner en énergie cinétique. À l'agitation désordonnée et aléatoire, va donc se superposer un mouvement d'entraînement des porteurs libres, caractérisé par une vitesse moyenne, proportionnelle au

champ électrique appliqué et qui va donner lieu à un transport de charge et donc à l'apparition d'un courant (figure 4.1). Le rapport de proportionnalité entre la vitesse et le champ électrique est la mobilité.



Figure 4.1 : Comportement d'un électron en l'absence et en présence d'un champ électrique [7].

À champ électrique élevé, les phénomènes de collision augmentent de sorte que l'évolution de la vitesse par rapport au champ n'est plus proportionnelle. Selon le semi-conducteur, divers mécanismes peuvent se mettre en œuvre. Pour les semi-conducteurs III-V comme le GaAs, l'effet de transfert intervallée intervient. Cela conduit à l'effet de mobilité différentielle négative. A plus fort champ électrique, la vitesse ne dépend plus du champ et atteint sa valeur de saturation. C'est en général dans cette gamme de champ électrique que surviennent les phénomènes de claquage [7] et [8].

4.2.1 Mécanisme de l'effet tunnel.

4.2.1.1 Effet tunnel de la bande de valence à la bande de conduction.

L'effet tunnel se produit lorsque le semi-conducteur est soumis à un très fort champ électrique capable de briser des liaisons entre les électrons de valence des atomes. Il conduit ainsi au transfert à énergie constante d'un électron de la bande de valence à la bande de conduction. La paire électron trou ainsi créée va être immédiatement balayée et accélérée par le champ électrique intense. Ce phénomène va provoquer une forte augmentation du courant inverse de la jonction. La figure 4.2 donne une représentation spatiale de l'effet tunnel, tandis que la figure 4.3 donne une explication de ce phénomène dans le diagramme d'énergie. Au regard du diagramme d'énergie, on peut remarquer que cette ionisation correspond bien au transfert d'un électron d'un état de la bande de valence dans un état de la bande de conduction de même énergie à travers la bande interdite. Pour que ce phénomène se réalise, il faut donc une inclinaison importante des bandes d'énergie qui permette la formation d'une barrière de potentiel de faible épaisseur. Ceci correspond à un champ électrique très intense. A titre d'exemple, pour une bande interdite de 1.42 eV (GaAs), il faut un champ électrique de 1.42 MV/cm pour que la barrière ait une épaisseur de 10 nm. Il est important de noter que ce mécanisme d'effet tunnel est

quasi- indépendant de la température car la valeur de la bande interdite dépend peu de la température.

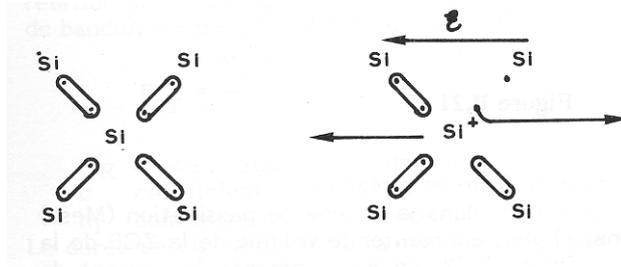


Figure 4.2 : Représentation spatiale de l'effet tunnel dans le Si [7].

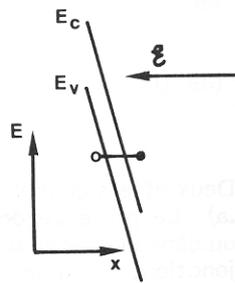


Figure 4.3 : Représentation de l'effet tunnel dans le diagramme énergétique [7].

4.2.1.2 Effet tunnel à travers la barrière Schottky.

L'effet tunnel se manifeste aussi à travers une jonction métal / semi-conducteur (Contact Schottky) par le même mécanisme que précédemment à savoir la traversée de la barrière de potentiel par un électron allant du métal vers le semi-conducteur à énergie constante. Néanmoins, lorsque la température augmente, le nombre d'électrons ayant un niveau d'énergie élevé augmente. Ces électrons verront donc une barrière plus fine et moins haute (figure 4.4). Cela augmente leur probabilité de transfert par effet tunnel. On parle alors d'effet tunnel assisté thermiquement.

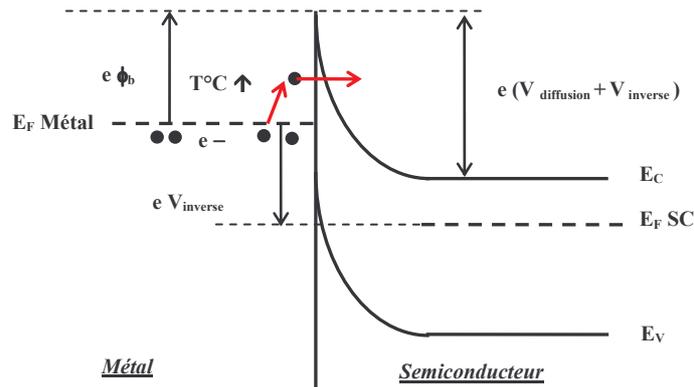


Figure 4.4 : Représentation simplifiée de l'effet tunnel assisté thermiquement dans une jonction Schottky polarisée en inverse. Grâce à la température, un électron peut posséder une énergie élevée qui lui permet de franchir la barrière de potentiel plus facilement (flèches en rouge).

4.2.2 Mécanisme d'ionisation par impact.

L'ionisation par impact est l'excitation d'une paire électron - trou par un porteur libre, possédant une énergie cinétique importante. Pour acquérir cette énergie cinétique, les porteurs libres doivent être plongés dans un champ électrique intense. Si ce champ électrique est suffisamment élevé, les porteurs libres acquièrent donc assez d'énergie cinétique pour la transférer à un électron de la bande de valence qui passe alors dans la bande de conduction créant ainsi une paire électron - trou. La paire ainsi créée peut alors à son tour participer au phénomène et donner lieu ainsi à une multiplication des porteurs. La figure 4.5 donne une représentation du phénomène « balistique » de l'ionisation par impact, tandis que la figure 4.6 donne une explication de ce phénomène dans le diagramme d'énergie. Il est important de noter que ce mécanisme d'ionisation par impact, quant à lui, est dépendant de la température. En effet, ce mécanisme est un phénomène qui dépend de la capacité d'acquérir pour les électrons une énergie suffisante et donc de la valeur du libre parcours moyen des électrons et des trous dans le semi-conducteur.

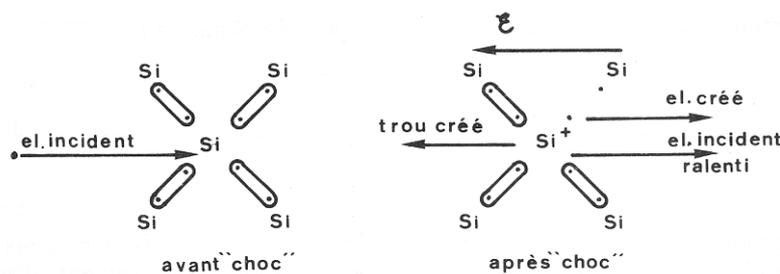


Figure 4.5 : Représentation « balistique » du phénomène d'ionisation par impact dans le Si [7].

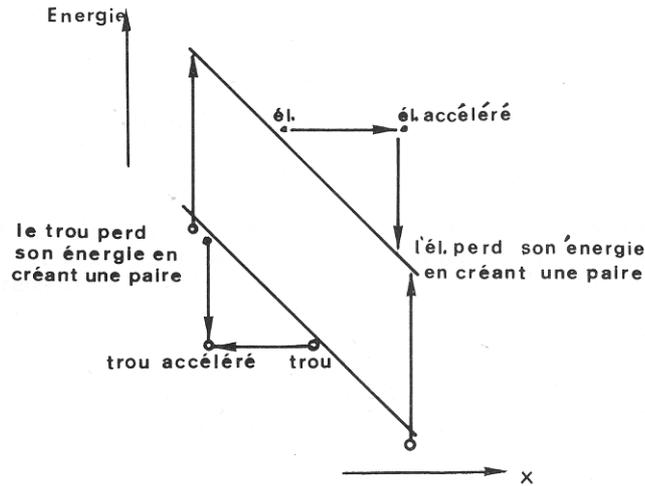


Figure 4.6 : Représentation du phénomène d'ionisation par impact dans le diagramme énergétique [7].

4.2.3 Effets de claquage dans les transistors à effet de champ à contact schottky.

Dans ce paragraphe, nous allons présenter principalement les phénomènes de claquage des transistors à effet de champ à contact Schottky de type HEMT sur substrat GaAs. Comme nous l'avons mentionné en introduction, la montée en fréquence et en puissance, des circuits actifs à base de ce type de transistors implique une forte augmentation des champs électriques appliqués au sein du transistor due à la réduction des dimensions de ce dernier et à l'augmentation des tensions drain source appliquées au dispositif afin d'obtenir les meilleures performances en régime grand signal, mais aussi à l'utilisation de matériau à forte mobilité ou à faible bande interdite (GaInAs). Pour toutes ces raisons, il est important de connaître et de caractériser en claquage ce type de transistors. Mais avant d'effectuer une caractérisation électrique, il est important de connaître l'origine de ces phénomènes de claquage pour essayer de les distinguer lors de la mesure. Pour cela, nous allons essayer de lister les différents types de claquage :

- ✓ **Claquage de la grille** : A **canal fermé**, en polarisant fortement la jonction grille drain en inverse, les électrons peuvent passer par **effet tunnel** à travers le contact Schottky de la grille au drain. C'est alors la diode qui est à l'origine du phénomène de claquage.
- ✓ **Claquage du canal** : A **canal ouvert**, avec la **jonction grille drain polarisée en inverse**, les électrons du canal peuvent créer des paires électron-trou par **ionisation par impact** si le champ électrique longitudinal est suffisamment important. Les électrons confinés dans le canal sont soumis à de forts champs électriques qui peuvent initier un

phénomène d'avalanche. Ceci se traduit par une forte augmentation du courant de drain et de la conductance extrinsèque G_D du transistor. Ce phénomène peut conduire à une dégradation du canal. Les trous générés remontent vers la source et une fraction d'entre eux passe du canal vers la grille. L'ionisation par impact fait donc apparaître une forte augmentation du courant de grille, qui se traduit par une courbe en forme de cloche sur la représentation I_G en fonction de V_{GS} pour différentes valeurs de tension drain source. Le courant qui en résulte peut être suffisamment important pour causer la destruction du composant. Cet effet d'ionisation par impact sera l'objet de notre étude.

Dans certains cas, pour les composants HEMT, l'augmentation du courant drain s'accompagne d'un coude sur le réseau $I_D=f(V_{DS})$. Cet effet est la combinaison de l'ionisation par impact et de la modification des états de pièges profonds dans le transistor. Il est appelé effet KINK et est dépendant de la tension V_{GD} .

Les composants actuels prévus pour travailler à ces fréquences millimétriques sont complexes (épitaxies à plan de dopage, multicanaux, recess). Plusieurs phénomènes de claquage peuvent être présents simultanément. Il sera donc difficile de dégager des affirmations sur l'origine physique de ces courants. Néanmoins, les mesures en fonction de la température sont à notre connaissance le moyen expérimental le plus convaincant et le plus facile à mettre en œuvre pour discerner le phénomène physique de claquage [6]. Trois types de phénomènes de claquage peuvent ainsi être identifiés:

- ✓ Ionisation par impact des porteurs dans le canal,
- ✓ Effet tunnel pur, au niveau de la jonction Schottky grille,
- ✓ Effet tunnel assisté thermiquement ou par l'intermédiaire de pièges, toujours au niveau de la jonction Schottky grille.

Dans le cas de l'ionisation par impact, le courant de grille diminue lorsque la température augmente car le libre parcours moyen des porteurs libres diminue et donc leur probabilité de créer une paire électron-trou diminue. Dans le cas, de l'effet tunnel assisté thermiquement, l'augmentation de la température apportera une énergie supplémentaire aux porteurs libres qui verront une barrière Schottky moins brute et plus étroite, ce qui augmentera la probabilité de passage des électrons et donc une augmentation du courant de grille. Quant à l'effet tunnel pur, ce dernier n'est pas sensible aux variations de température [9].

4.3 Etudes expérimentales des phénomènes de claquage dans un transistor à effet de champ.

Dans le cadre de cette étude expérimentale du phénomène d'ionisation par impact, toutes les mesures statiques et hyperfréquences ont été effectuées sous pointes coplanaires hyperfréquences.

4.3.1 Le composant étudié.

Le composant étudié est un transistor HEMT pseudomorphique sur *AlGaAs/InGaAs* sur substrat GaAs avec un seul plan de dopage en Si de concentration $\delta_1 = 5 \cdot 10^{12} \text{ atm/cm}^2$. Ce type de composant possède une discontinuité de bande de conduction plus élevée que la barrière *AlGaAs/GaAs*, ce qui permet un meilleur confinement des porteurs, donc une conductance de sortie plus faible. De plus, ce type de composant est actuellement un produit industriellement mature et est un très bon candidat pour les applications de puissance aux très hautes fréquences. Ces composants ont été fournis par la société UMS.

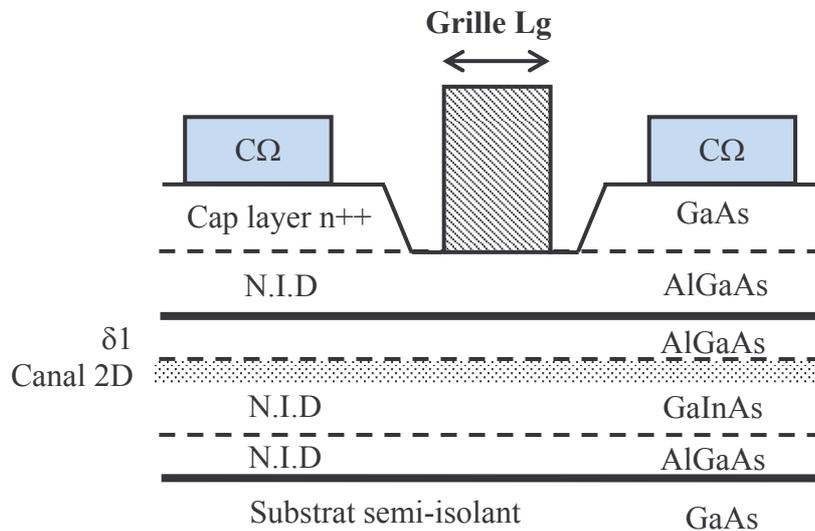


Figure 4.7 : Structure schématique du HEMT *AlGaAs/GaInAs* pseudomorphique à simple plan de dopage.

4.3.2 Effet de l'ionisation par impact sur les caractéristiques statiques.

La caractérisation statique du composant HEMT est le préalable à toutes les autres études afin de déterminer les zones de polarisation où l'ionisation par impact est présente. Pour cela, nous avons utilisé un système de mesures constitué du logiciel ICCAP et d'une

alimentation source - moniteur programmable E5273A, de la société Agilent Technologies. Cet équipement a l'avantage de permettre la mesure et le contrôle des limitations des différentes grandeurs électriques (tension et courant) avec une grande précision et rapidité. Dans notre cas, pour la caractérisation en claquage, le contrôle rapide et précis de la limitation des grandeurs électriques est un atout majeur. En effet, lors de la caractérisation statique du composant et plus particulièrement dans les zones d'ionisation par impact ou d'avalanche, il est nécessaire de contrôler très précisément et très rapidement la limitation du courant de grille et drain pour éviter toute évolution et toute dégradation du composant. Pour le composant étudié, la limitation de la densité du courant grille a été fixée à 1mA par mm de développement. Cette valeur est couramment utilisée pour éviter toute dégradation du composant lors de l'expérimentation.

La première caractérisation statique consiste à relever les courants drain et grille en fonction de la tension drain source V_{DS} pour différentes valeurs de tension grille source V_{GS} . La figure 4.8 représente ce réseau de caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$.

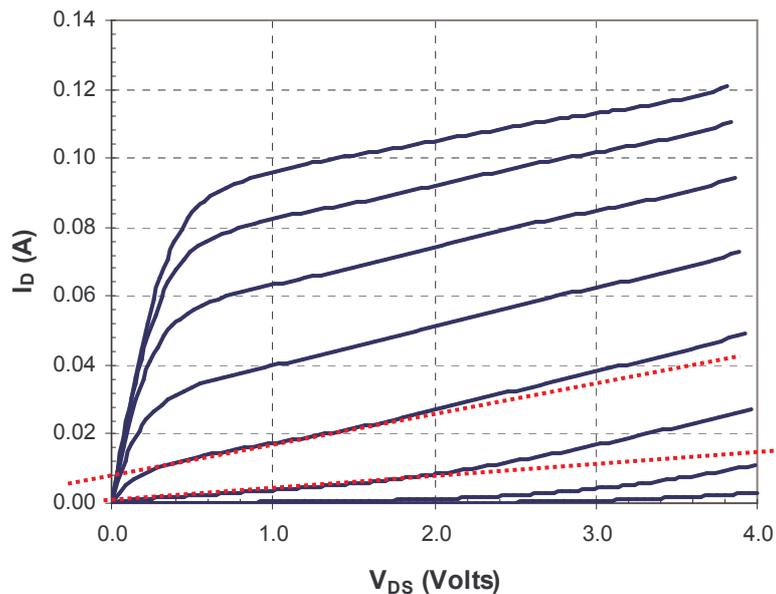


Figure 4.8 : Réseau de caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ pour le composant PHEMT, de développement $4*50*0.15\mu m^2$, V_{GS} allant de -0.8Volt à +0.6Volt, par pas de 0.2Volt. Les tracés en rouge mettent en évidence la variation de la conductance de sortie du transistor.

A partir de ce réseau, nous obtenons une densité maximale du courant de l'ordre de 0.55A/mm pour une tension de grille source $V_{GS} = 0.6\text{Volt}$ et pour une tension drain source $V_{DS} = 3.8\text{Volts}$. De même, on constate que la tension de pincement est de l'ordre de $V_{\text{pincement}} = 0.8\text{Volt}$. Sur cette caractéristique, nous pouvons observer une augmentation de la conductance extrinsèque G_D du transistor lorsque la tension drain source augmente. Cette tendance est d'autant plus marquée pour les tensions grille source proches du pincement, c'est-à-dire pour des tensions grille drain V_{GD} importantes. Malheureusement, à partir de ces données, nous ne pouvons pas observer clairement les effets dus au claquage et par conséquent tirer des conclusions sur leur origine physique (fuite du « buffer », ionisation par impact, effet tunnel...). Pour cela, il est nécessaire d'effectuer une caractérisation statique supplémentaire.

Cette deuxième caractérisation statique consiste à relever les courants de drain et de grille en fonction de la tension grille source V_{GS} pour différentes valeurs de tension drain source V_{DS} . Le composant sera mesuré en fonctionnement transistor pour des tensions grille source allant de la mise en direct jusqu'au-delà de la tension de pincement, tout en s'assurant d'avoir une densité du courant de grille inférieure à 1mA par mm. La figure 4.9 représente le réseau de caractéristiques $I_G = f(V_{GS})$. Pour les faibles tensions V_{DS} , nous pouvons observer l'allure classique d'une diode polarisée en inverse. Cette caractéristique nous donne, tout d'abord, pour les faibles valeurs de tension V_{DS} une indication sur la qualité du contact Schottky en inverse et de l'isolation de la couche tampon. Par contre, pour des tensions V_{DS} plus élevées, nous pouvons observer une forte augmentation du courant de grille en inverse, pour une tension V_{GS} correspondant à un canal ouvert entre la tension de pincement et la mise en direct de la jonction grille source. Ce courant de grille inverse s'annule lorsque la tension V_{GS} s'approche de la tension de pincement, pour ensuite retrouver une allure exponentielle classique d'une diode polarisée en inverse. Ceci nous confirme la bonne qualité d'isolation du « buffer », ainsi que de la bonne tenue en tension des jonctions polarisées en inverse. L'apparition de cette courbe en forme de « cloche » à canal ouvert est la signature typique de l'effet d'ionisation par impact [6].

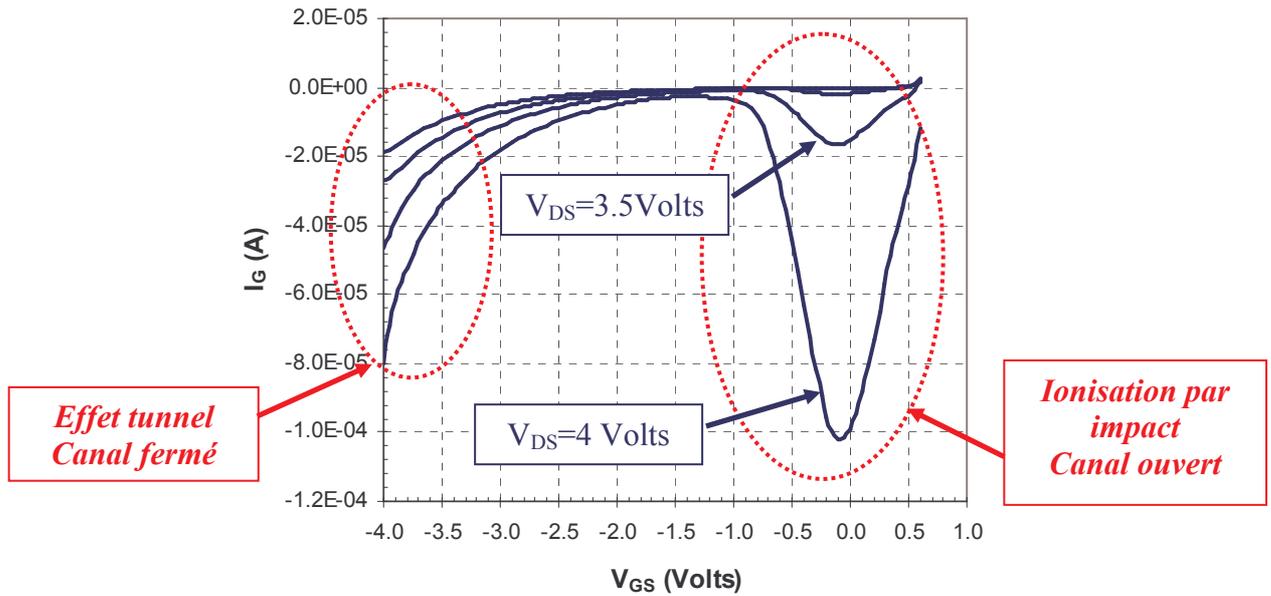


Figure 4.9 : Réseau de caractéristique $I_G = f(V_{GS})$ pour le composant PHEMT, de développement $4*50*0.15\mu m^2$, V_{DS} allant de +2.5Volt à +4Volt, par pas de 0.5Volt.

A ce stade de la caractérisation, il nous semble intéressant de pouvoir déterminer l'origine physique de ces augmentations de courant de grille en inverse. Par expérience, nous pouvons dire que dans le cas où le courant inverse de grille revient à « zéro » entre la tension de pincement et la « cloche » à canal ouvert, cette augmentation brutale en forme de cloche est due uniquement à l'ionisation par impact. Par contre, pour l'augmentation du courant au-delà de la tension de pincement, comme nous l'avons vu précédemment, une étude en température est nécessaire pour déterminer l'origine physique (tunnel pur ou assisté thermiquement). Ces mesures en température ont été effectuées au laboratoire et nous ont montré une invariance du courant de grille en deçà de la tension de pincement et une diminution du courant de grille, pour les tensions grille source à canal ouvert lorsque la température augmente. Ces constatations confirment que le courant de grille à canal ouvert est bien un courant dû à l'ionisation par impact et à affirmer que le courant de grille pour les tensions grille source en deçà de la tension de pincement est dû à un effet tunnel pur. Cette étude en température a été effectuée dans le cadre de la thèse de Christophe Gaquière [6].

A partir des données de mesures, nous avons ensuite déterminé la transconductance extrinsèque $G_{m_extrinsèque} = \left(\frac{dI_D}{dV_{GS}} \right)_{V_{DS}=constante}$ pour chaque tension drain source V_{DS} . La figure 4.10 représente l'évolution de cette transconductance extrinsèque G_m du composant en fonction

de la tension V_{GS} pour plusieurs valeurs de V_{DS} . Habituellement, pour des raisons thermiques, le maximum de G_m diminue lorsque la tension V_{DS} augmente. Or, dans notre cas, nous pouvons noter une nette augmentation du maximum de G_m à $V_{GS}=-0.1V$ lorsque la tension drain source V_{DS} augmente à 4V. Cette augmentation est attribuée à l'ionisation par impact.

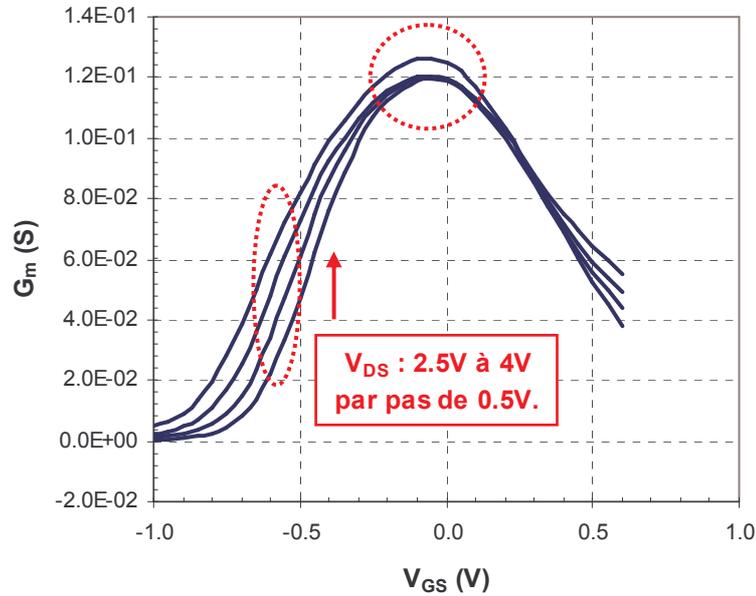


Figure 4.10 : Réseau de caractéristique $G_m = f(V_{GS})$ pour le composant PHEMT, de développement $4*50*0.15\mu m^2$, V_{DS} allant de +2.5Volt à +4Volt, par pas de 0.5Volt.

Pour terminer, nous présenterons une dernière technique de mesures statiques permettant de visualiser directement les zones d'ionisation par impact dangereuses sur le réseau classique I_D fonction de V_{DS} . Cette technique consiste à injecter un courant de grille I_G constant en faisant varier le courant de drain I_D . Cette technique de mesure nécessite de travailler avec deux générateurs de courant imposant les courants de grille et de drain et d'effectuer un relevé des tensions V_{DS} et V_{GS} correspondantes [10]. La figure 4.11 illustre cette technique avec le réseau de courbes en rouge établi pour différents courants de grille constants. Elle montre clairement que l'effet d'ionisation par impact est maximal pour les tensions grille source de -0.2Volts.

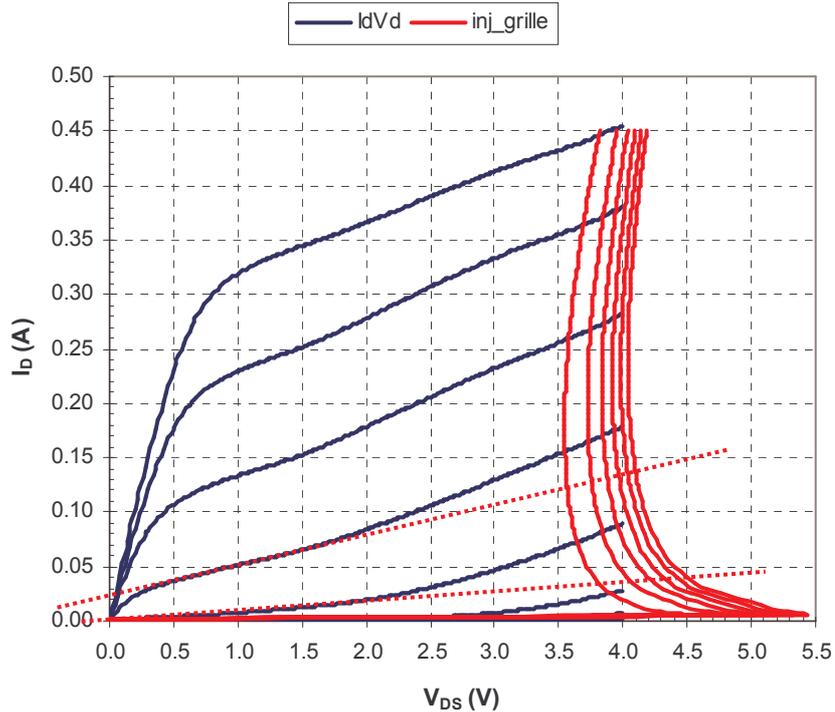


Figure 4.11 : En couleur bleu, le réseau de caractéristique, $I_D = f(V_{DS})$ avec V_{GS} allant de -1Volt à +0.4Volt, par pas de 0.2Volt. En couleur rouge, le réseau de caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ pour différents courants I_G constants variant de $-20\mu A$ à $-120\mu A$, par pas de $20\mu A$.

4.3.3 Effet de l'ionisation par impact sur les mesures petit signal.

Après avoir vu l'influence de l'ionisation par impact sur les caractéristiques en régime statique, nous allons maintenant étudier et analyser leurs effets sur les performances hyperfréquences en régime petit signal. Pour cela, nous avons mesuré les paramètres de dispersion du transistor d'étude, un HEMT *AlGaAs / InGaAs* de développement $4*50*0.25\mu m^2$, à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, pour des fréquences allant de 250MHz à 40GHz. La figure 4.12 montre les résultats de mesures des paramètres de dispersion de ce transistor pour deux tensions drain source V_{DS} et une même tension grille source V_{GS} . D'après les mesures statiques présentées précédemment, la première polarisation, à faible tension drain source $V_{DS}=2V$ et grille source $V_{GS}=-0.1V$, va nous permettre d'avoir une référence des paramètres de dispersion sans effet d'ionisation par impact. Dans le cas de la deuxième polarisation, à tension drain source importante, $V_{DS}=4V$ et grille source $V_{GS}=-0.1V$, elle est destinée à mettre en évidence l'effet de l'ionisation par impact sur les paramètres de dispersion.

La figure 4.12 montre la dépendance fréquentielle des paramètres S_{11} , S_{21} , S_{12} et S_{22} du transistor en régime d'ionisation par impact. Pour les fréquences inférieures à 3GHz, on peut

remarquer un comportement inductif important du circuit de sortie du transistor au regard du coefficient de réflexion S_{22} . De même, on peut aussi remarquer une diminution du paramètre de transmission S_{21} pour les fréquences inférieures à 3GHz. Cet effet est probablement associé aux variations de la conductance G_D et de la transconductance G_M extrinsèque du transistor. Concernant le paramètre de dispersion S_{12} , en présence d'ionisation par impact, sa valeur ne tend pas vers zéro pour les basses fréquences. Ce comportement est attribué à la présence du fort courant inverse de grille I_G en régime d'ionisation par impact. Cet effet se traduit également par une diminution du coefficient de réflexion S_{11} aux basses fréquences.

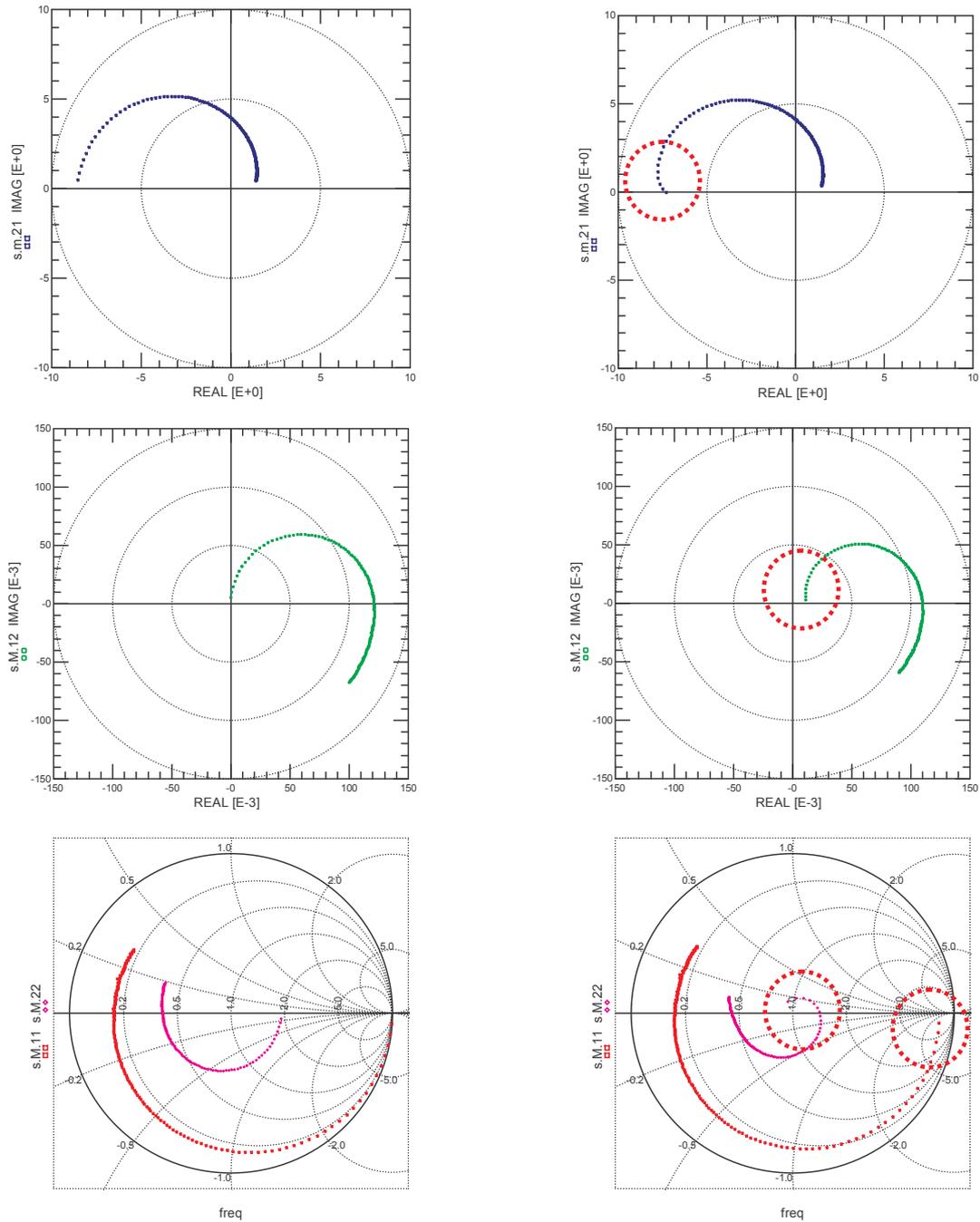


Figure 4.12 : Paramètres de dispersion du composant PHEMT, de développement $4*50*0.15\mu m^2$ mesurés entre 250MHz et 40GHz pour deux polarisations : $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.1V$ (colonne de gauche) et $V_{DS}=4V$ et $V_{GS}=-0.1V$ (colonne de droite).

4.3.4 Caractérisation de l'ionisation par impact en régime grand signal dans le domaine temporel.

Dans les paragraphes précédents, nous avons vu dans un premier temps, l'influence de l'ionisation par impact sur les caractéristiques statiques, puis dans un deuxième temps sur les paramètres de dispersion lorsque le transistor est polarisé dans une zone d'ionisation. Il est à noter que dans les deux cas, l'ionisation par impact apparaît lorsque la polarisation statique appliquée au composant engendre un fort champ électrique entre la grille et le drain. A ce jour, les ingénieurs en conception déterminent les conditions limites de fonctionnement en régime grand signal uniquement à partir des mesures statiques. La question que nous nous posons est de savoir si ces conditions limites ainsi déterminées sont satisfaisantes pour le régime hyperfréquence grand signal ou si elles doivent être ajustées. Autrement dit, nous nous demandons si le champ électrique instantané appliqué au cœur du composant est susceptible de générer instantanément le même courant d'ionisation qu'en régime statique?

Pour étudier ce phénomène, nous avons développé une technique de mesure originale, autour de l'analyseur de réseau non linéaire dans lequel, celui-ci joue le rôle d'un système d'acquisition temporel permettant de caractériser et d'observer l'effet de l'ionisation par impact en régime grand signal hyperfréquence. Avec cette technique, le LSNA est utilisé pour analyser les tensions et courants hyperfréquences du dispositif sous test dans le domaine temporel, en polarisant le transistor loin de la zone d'ionisation par impact et en excursionnant en régime dynamique hyperfréquence cette zone d'ionisation par impact.

Cependant, si on utilise la configuration standard du LSNA, à savoir en charge active pour obtenir l'impédance optimale en puissance ou avec l'impédance normalisée de l'instrument (50 ohms), plusieurs limitations apparaissent. En effet, sur la sortie du transistor, les courants de drain hyperfréquences vont être imposés par la charge que l'on présente en sortie du composant. Il est alors donc difficile dans ces conditions de trouver et de contrôler une impédance de charge dont l'excursion du signal permet d'atteindre les zones d'ionisation par impact. D'autre part, sur l'entrée du transistor, les courants d'ionisation sont masqués par les courants de déplacement, liés principalement à la capacité C_{GS} et apparaissant d'autant plus que les variations de la tension grille source V_{GS} sont importantes.

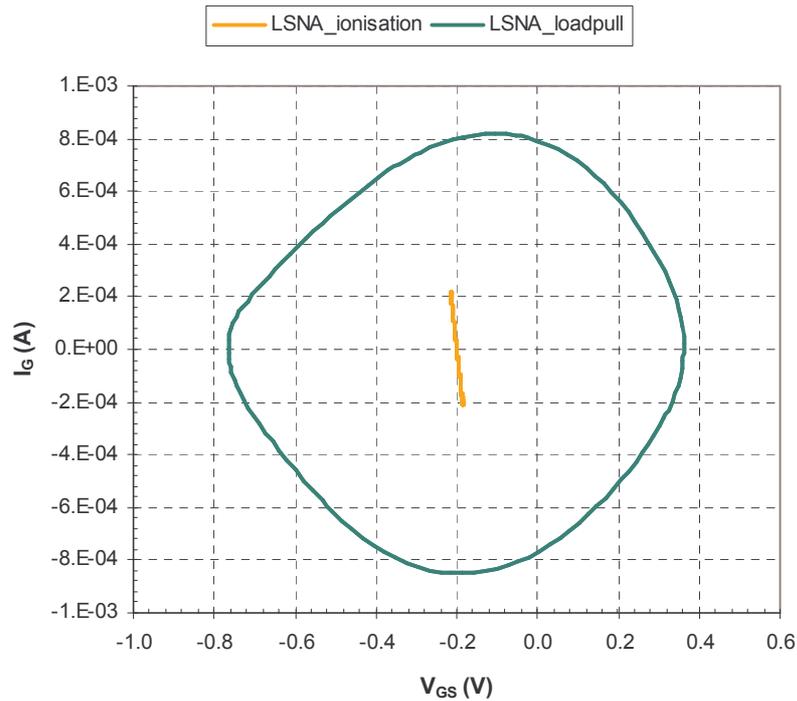


Figure 4.13 : En vert, l'ellipse de source $I_G = f(V_{GS})$ pour une configuration standard du LSNA, au point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$. En orange, l'ellipse de charge $I_G = f(V_{GS})$, en configuration « ionisation » du LSNA, pour le point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$.

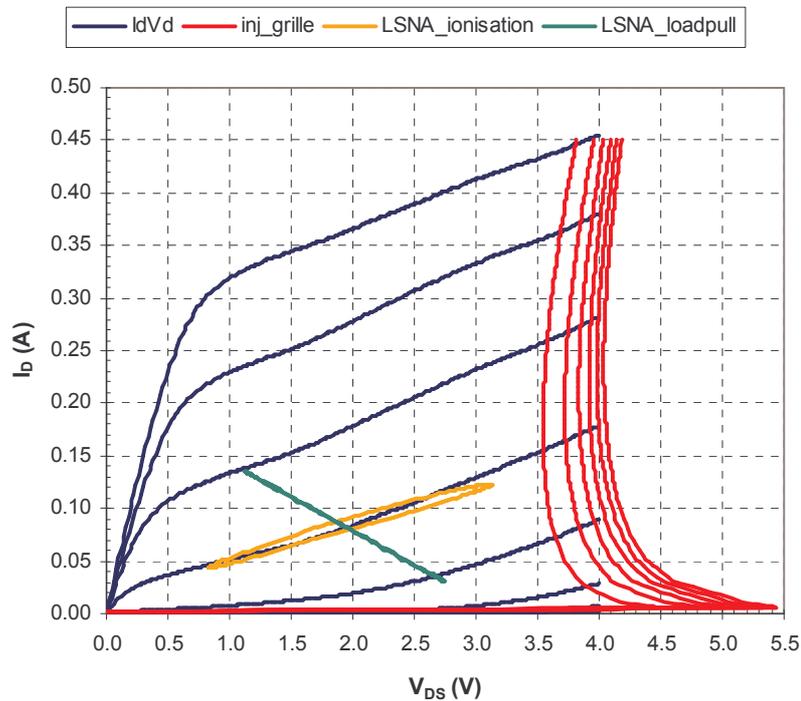


Figure 4.14 : Le réseau de caractéristique en couleur bleu, $I_D = f(V_{DS})$ pour V_{GS} allant de $-1V$ à $+0.4V$, par pas de $0.2V$. En couleur rouge, le réseau de caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ pour différents courants I_G constants variant de $-20\mu A$ à $-120\mu A$, par pas de $20\mu A$. En vert, l'ellipse de charge $I_D = f(V_{DS})$, pour une configuration standard du LSNA (impédance 50 ohms) au point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$. En orange, l'ellipse de source $I_D = f(V_{DS})$, pour une configuration « ionisation » du LSNA, pour le point de polarisation $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$.

De ce fait, sur le plan expérimental, il sera difficile de contrôler instantanément et expérimentalement l'effet de l'ionisation sur les courants de grille et de drain du composant. Ce dernier aspect limitatif nous a particulièrement gêné lors de l'étude expérimentale de claquage. Les courbes vertes des figures 4.13 et 4.14 illustrent ces limitations.

Pour pallier à ce problème, nous avons mis au point une technique expérimentale simple et originale. Elle permet d'observer avec une grande précision les effets de l'ionisation par impact sur les différents courants de grille et de drain hyperfréquences. Le synoptique de cette technique expérimentale est représenté figure 4.15. On injecte le signal hyperfréquence sur la sortie du composant et l'on charge l'entrée par une charge adaptée 50ohms. Cette technique va donc nous permettre d'excursionner des tensions drain source V_{DS} importantes en suivant l'admittance de sortie G_D du transistor, tout en gardant une tension grille source V_{GS} quasiment constante. Cela permet d'atteindre les zones d'ionisation par impact en choisissant judicieusement les tensions de polarisation du transistor. Une illustration de ces ellipses de charge $I_G=f(V_{GS})$ et de source $I_D=f(V_{DS})$ est représentée respectivement en orange sur les figures 4.13 et 4.14. Il est important de noter qu'il y a un compromis dans le choix de la tension de polarisation V_{DS} . En effet, nous devons optimiser cette valeur afin de minimiser l'effet de l'ionisation par impact généré par la tension statique drain source, mais aussi afin de ne jamais mettre la jonction grille drain en direct tout au long de l'expérimentation.

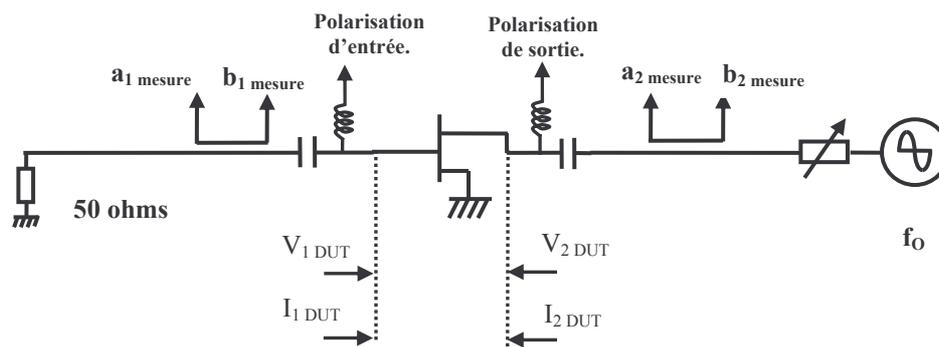


Figure 4.15 : Configuration expérimentale de l'analyseur de réseau non linéaire en mesure « ionisation ».

La figure 4.16 illustre les courants et tensions hyperfréquences relevés avec ce type de caractérisation. Nous reviendrons ultérieurement sur les analyses de ces évolutions temporelles dans la partie suivante 4.4 relative à la modélisation et l'interprétation des mesures.

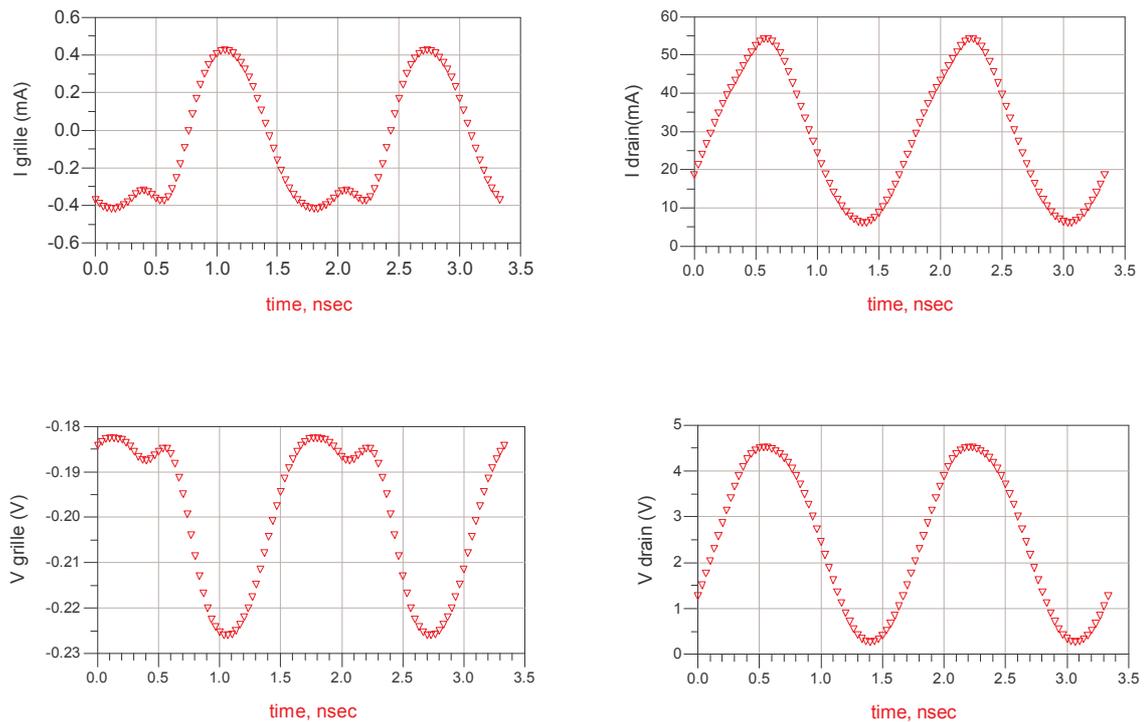


Figure 4.16: Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences mesurées à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ avec ionisation par impact.

4.4 Interprétation et modélisation de l'ionisation par impact d'un transistor à effet de champ HEMT en régime grand signal.

Dans ce paragraphe, nous allons analyser dans le domaine temporel le phénomène d'ionisation par impact en régime dynamique sur les grandeurs électriques d'entrée et de sortie du transistor HEMT que sont les courants et tensions hyperfréquences. Afin de mieux appréhender et observer les conséquences de l'ionisation par impact sur les courants et tensions en régime hyperfréquence, nous avons effectué la démarche suivante. Dans un premier temps, nous avons élaboré un modèle électrique non linéaire du transistor HEMT, ne prenant pas en compte l'ionisation par impact. Pour cela, nous avons choisi le point de polarisation suivant : $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$. Ce modèle a été établi à partir des caractérisations hyperfréquences petit signal en régime pulsé. Il a été validé par des mesures effectuées au LSNA pour des polarisations étant en dehors de la zone d'ionisation par impact. Dans un deuxième temps, nous avons exploré expérimentalement les zones d'ionisation par impact en régime dynamique avec le LSNA dans la configuration « ionisation » décrite précédemment. Ces mesures non linéaires ont été ensuite confrontées aux données provenant de la simulation

non linéaire afin de déterminer la contribution en régime dynamique du phénomène d'ionisation par impact sur les mesures de tensions et de courants hyperfréquences. Nous nous sommes efforcés d'analyser et d'interpréter le phénomène. Pour finir, nous expliquerons comment nous avons intégré l'effet d'ionisation par impact dans notre modèle non linéaire que nous validerons à partir des mesures provenant du LSNA et des mesures des paramètres de dispersion.

4.4.1 Description et réalisation du modèle non linéaire du transistor HEMT en l'absence d'ionisation par impact.

Nous allons présenter le type de modèle non linéaire utilisé pour ce transistor HEMT, ainsi que les techniques expérimentales et d'extraction des différents paramètres de ce modèle et de leur implémentation dans le simulateur électrique ADS de la société Agilent Essof. Le modèle non linéaire utilisé pour ce transistor HEMT est basé sur la topologie usuelle du schéma équivalent des transistors à effet de champ, représenté figure 4.17 et développé au sein du laboratoire par G. Dambrine dans les années 1988 [11] et [12]. Comme nous le montre la figure 4.17, le schéma équivalent se décompose en deux parties : les éléments extrinsèques et les éléments intrinsèques. La partie intrinsèque correspond à la partie active du transistor, tandis que la partie extrinsèque correspond aux zones reliant la partie active du composant avec les métallisations de contact. Dans ce modèle non linéaire, l'ensemble des éléments intrinsèques du schéma équivalent sont définis et décrits par des équations non linéaires visant à reproduire au mieux leurs évolutions en fonction des tensions intrinsèques instantanées drain source et grille source. Les éléments extrinsèques quant à eux sont supposés être indépendants de la polarisation instantanée.

Pour établir ce modèle, le mode opératoire consiste dans un premier temps à déterminer les éléments extrinsèques du schéma équivalent, puis dans un deuxième temps à déterminer les éléments intrinsèques pour les différentes tensions intrinsèques drain source V_{DS} et grille source V_{GS} . La gamme de fréquences utilisée ici est 50 MHz – 50 GHz.

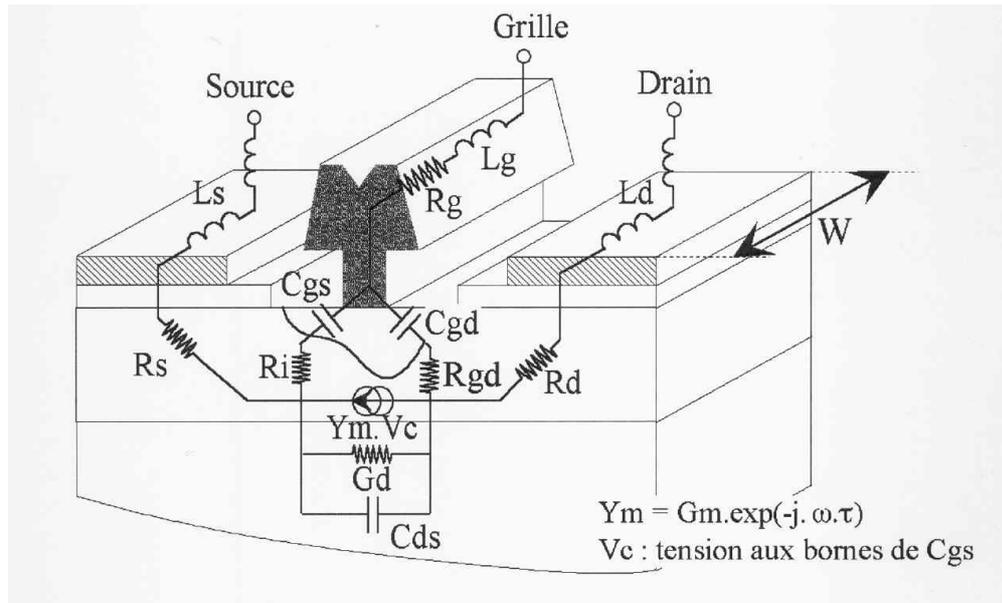


Figure 4.17 : Localisation physique des différents éléments constituant le schéma équivalent d'un transistor à effet de champ.

4.4.1.1 Détermination des éléments extrinsèques.

Les éléments d'accès tels que la résistance de grille R_G , les inductances d'accès L_D , L_G et L_S , ainsi que les capacités plots C_{PD} et C_{PG} ne dépendent pas du point de polarisation du transistor. On suppose qu'ils ne dépendent pas non plus de l'état thermique et de pièges dans le semi-conducteur. Ils vont donc être déterminés à partir des mesures effectuées en régime petit signal CW pour des polarisations continues bien choisies ce qui permet d'optimiser leur précision. Les méthodes d'extraction spécifiques sont décrites en annexe 4.1 et 4.2.

L'extraction des résistances d'accès extrinsèques de drain R_D et de source R_S au composant ne pose pas de problème particulier, mais, comme nous l'avons vu dans le précédent chapitre 3, ces valeurs sont tributaires de l'état thermique et de l'état des pièges dans le semi-conducteur lui même dépendant du point de polarisation. Par conséquent, on préférera effectuer l'extraction de ces valeurs de R_D et R_S à partir des mesures des paramètres de dispersion effectuées en mode pulsé avec pour point de repos le point de fonctionnement du transistor soit $V_{DS0}=2.5V$ et $V_{GS0}=-0.2V$.

Dans notre modèle non linéaire, l'ensemble des paramètres extrinsèques sera considéré comme indépendant des tensions intrinsèques et instantanées appliquées au composant.

4.4.1.2 Détermination des éléments intrinsèques.

La détermination des éléments intrinsèques du transistor à effet de champ se fait de la manière suivante. Dans un premier temps, à partir des mesures pulsées DC, nous avons déterminé le générateur de courant non linéaire. Pour cela, nous nous sommes basés sur le modèle de courant empirique développé au laboratoire par Matthieu Werquin pour les transistors à effet de champ [13]. Les équations décrivant le comportement du courant de drain en fonction des tensions drain source et grille source sont données en annexe 4.3.

Dans un deuxième temps, nous avons déterminé les autres éléments intrinsèques C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} , R_i et R_{GD} du transistor à effet de champ par les méthodes d'extraction usuelles décrites dans l'annexe 4.4. Ces méthodes d'extraction ont été appliquées aux mesures de paramètres de dispersion effectuées en régime pulsé, pour le même point de repos que ci-dessus, correspondant au point de fonctionnement, $V_{DS0}=2.5V$ et $V_{GS0}=-0.2V$, afin de tenir compte de l'état thermique et de pièges du transistor. Pour chaque tension intrinsèque drain source V_{DS} et grille source V_{GS} , le système de mesure pulsé réalise une acquisition des paramètres de dispersion.

Une représentation des évolutions des différents éléments intrinsèques du composant pour le point de polarisation $V_{DS}=2.5V$ et $V_{GS}=-0.2V$, en fonction de la fréquence est représentée en annexe 4.5. La bonne indépendance de ces paramètres intrinsèques en fonction de la fréquence est un premier élément de validation du modèle électrique. Après exploitation de l'ensemble des données de mesure, nous obtenons l'évolution de chaque paramètre intrinsèque en fonction de la polarisation du transistor. Dans nos conditions expérimentales, la tension V_{GS} varie peu comme on le voit sur les figures 4.13 et 4.14 (courbes oranges). Par conséquent nous avons déterminé les évolutions des éléments intrinsèques C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} , R_i et R_{GD} du transistor uniquement en fonction de la tension drain source V_{DS} (annexe 4.8).

Pour simuler le comportement non linéaire du générateur de courant et des différents éléments intrinsèques du transistor, nous avons choisi d'utiliser l'outil SDD (« Symbolically Defined Device ») dans le simulateur ADS. Cet outil permet de décrire un composant non linéaire à N accès. Les spécifications en courant et en tension d'un port sont fonction des autres courants et tensions des autres ports.

Une fois le modèle non linéaire établi, nous avons vérifié le bon accord de ce dernier avec les mesures en régime statique et en régime petit signal pour différentes polarisations allant

de 0 à 3Volts pour la tension drain source. La figure 4.18 montre le bon accord obtenu sur les paramètres de dispersion jusque 50GHz, entre les données provenant de la simulation et celles provenant de la mesure, pour la polarisation $V_{DS}=+2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$.

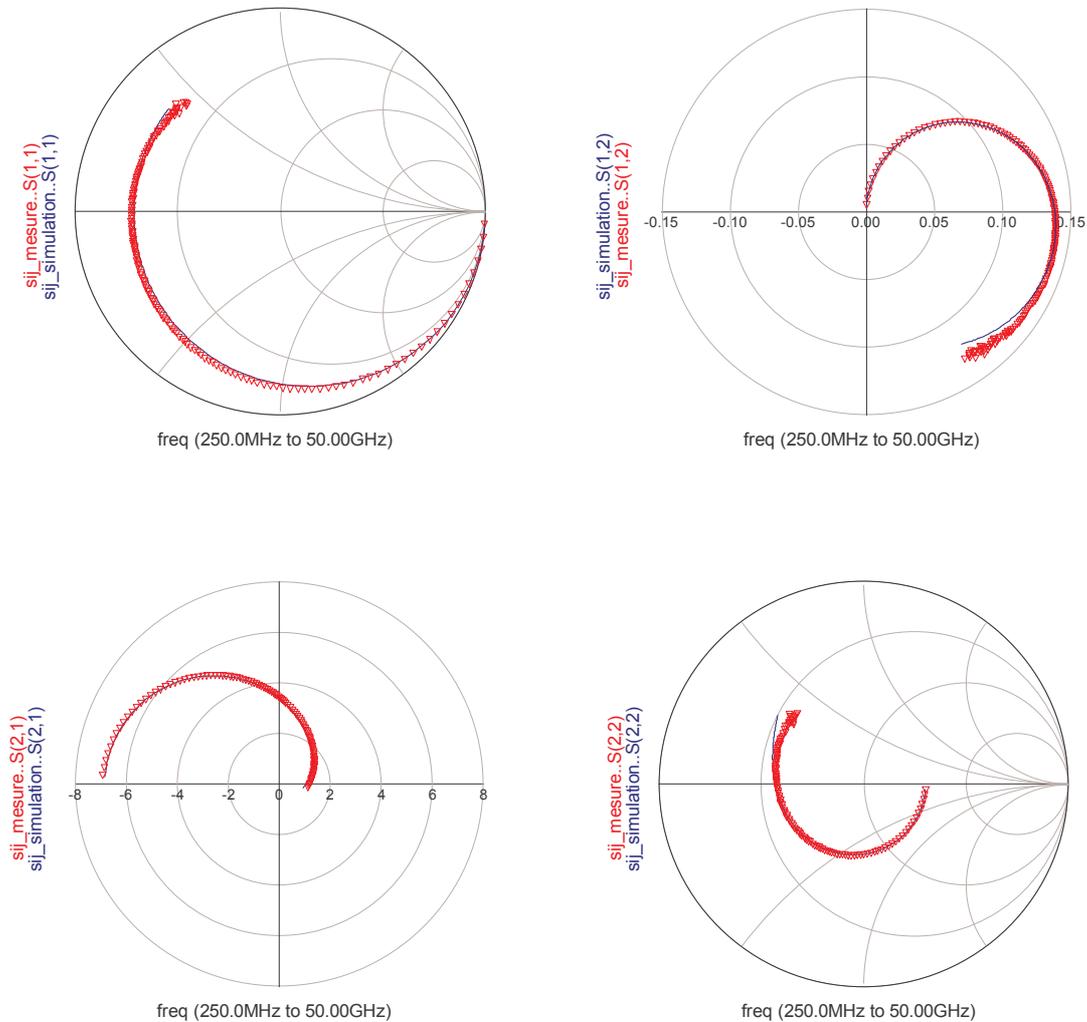


Figure 4.18 : Confrontation des paramètres de dispersion mesurés (ronds rouges) et simulés (courbes bleues) pour le point de polarisation $V_{DS}=2.5V$ et $V_{GS}=-0.2V$.

4.4.2 Comparaison entre les mesures au LSNA et le modèle non linéaire du transistor HEMT.

Afin de pouvoir valider le modèle électrique non linéaire, nous avons réalisé une caractérisation temporelle des courants et tensions hyperfréquences avec la « technique d'ionisation » décrite précédemment (paragraphe 4.3.4), sans atteindre en régime dynamique la

zone d'ionisation par impact. Cette caractérisation a été effectuée pour les quatre fréquences, 600MHz, 1, 2 et 4GHz. Le point de polarisation du transistor ($V_{DS0}=2.5V$, $V_{GS0}=-0.2V$) a été judicieusement choisi afin de minimiser l'effet d'ionisation par impact généré par le régime statique, mais aussi pour éviter la mise en directe de la jonction grille drain lorsque l'on atteindra les zones d'ionisation en appliquant des amplitudes de tensions drain source instantanées V_{DS} importantes.

Les figures 4.19 et 4.20 nous montrent les courants et tensions hyperfréquences d'entrée et de sortie du transistor provenant de la simulation et de la mesure non linéaire du LSNA pour une même tension drain source extrinsèque V_{DS} appliquée à la fréquence de 600MHz. On constate un très bon accord qui permet de valider notre modèle dans ce régime de fonctionnement. Comme l'on pouvait si attendre, avec notre technique de mesure, on retrouve une ellipse de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} correspondant à une impédance de 50 ohms. En effet, le courant de grille est dû à un courant de conduction dans la résistance de 50 ohms. L'opposition de phase entre le courant et la tension de grille est due à la convention de signe du LSNA.

Du côté drain, l'ellipse de source et les représentations temporelles de la tension et du courant de drain nous montrent une combinaison de courants de déplacement et de conduction due principalement aux capacités C_{DS} et C_{PD} et à la conductance G_D du transistor. L'évolution et le sens de l'ellipse I_D fonction de V_{DS} (sens trigonométrique inverse) sont la signature d'un comportement à dominante capacitive. En effet, pour une capacité, le courant est en avance de phase sur la tension appliquée. La pente du demi grand axe de l'ellipse a pour ordre de grandeur la valeur la conductance G_D du transistor (environ 10mS).

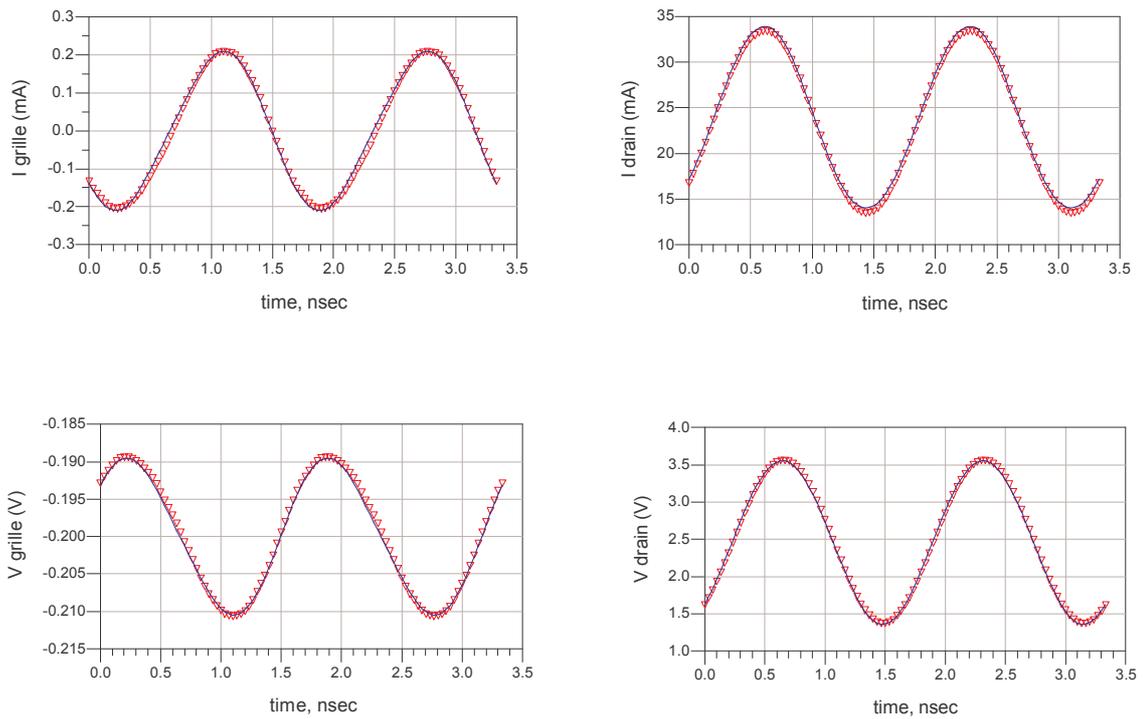


Figure 4.19: Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ sans ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.

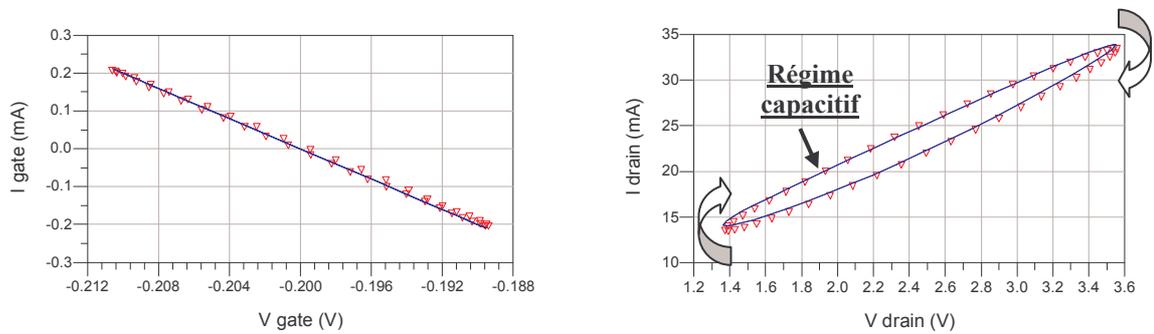


Figure 4.20: Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ sans ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.

Dans un second temps, sans modifier le point de polarisation du transistor ($V_{DS0}=2.5V$, $V_{GS0}=-0.2V$), nous avons augmenté progressivement l'amplitude de la tension drain source hyperfréquence appliquée au transistor pour atteindre une tension crête maximale de l'ordre de 4.5Volts et ainsi excursionner les zones d'ionisation par impact en régime dynamique. La figure 4.21 représente les évolutions temporelles des courants et tensions extrinsèques de grille et de drain mesurées et simulées. Nous pouvons observer plusieurs écarts montrant l'influence de l'ionisation par impact sur les tensions et courants en hyperfréquence.

En effet, nous pouvons remarquer une brutale augmentation du courant grille, celui-ci en inverse lorsque la tension hyperfréquence drain source V_{DS} dépasse la valeur de 3.5Volts. Cette augmentation du courant peut être attribuée à l'effet de l'ionisation par impact. En effet, l'ordre de grandeur de ce courant de grille inverse est très similaire à celui observé sur les cloches d'ionisation décrites lors de la caractérisation statique, de l'ordre de -0.1mA pour une polarisation à $V_{DS}=4Volts$ et $V_{GS}=-0.2Volt$. La légère différence entre les deux expériences peut s'expliquer par un état thermique du transistor différent.

Notre interprétation est la même dans les deux cas, c'est-à-dire qu'il s'agit d'un courant de trous issu de l'ionisation par impact, remontant vers la source et dont une partie s'échappe par la grille. Cette brutale augmentation du courant inverse de grille se traduit également par une modification de la valeur moyenne de ce dernier comme le montre la figure 4.22.

Du côté drain, au regard de la figure 4.21, on peut aussi remarquer une forte et brutale augmentation du courant de drain de l'ordre de 10mA lorsque la tension extrinsèque drain source dépasse 3.5Volts. Cela se traduit par une augmentation de la valeur moyenne de ce courant de drain et de la conductance moyenne. Cet aspect est particulièrement visible sur la figure 4.22 qui représente l'ellipse de source, c'est-à-dire l'évolution du courant de drain en fonction de la tension drain source V_{DS} . Lorsque l'on compare la pente du demi grand axe des deux ellipses avec et sans ionisation, on peut remarquer que la pente de l'ellipse provenant des données de la mesure est plus importante que celle de la simulation. Cela traduit le fait que lorsque l'on atteint un régime d'ionisation par impact en régime dynamique, la conductance moyenne augmente. Cet aspect est aussi visible lors de la caractérisation statique I_D fonction de V_{DS} et est aussi confirmé par les mesures non linéaires.

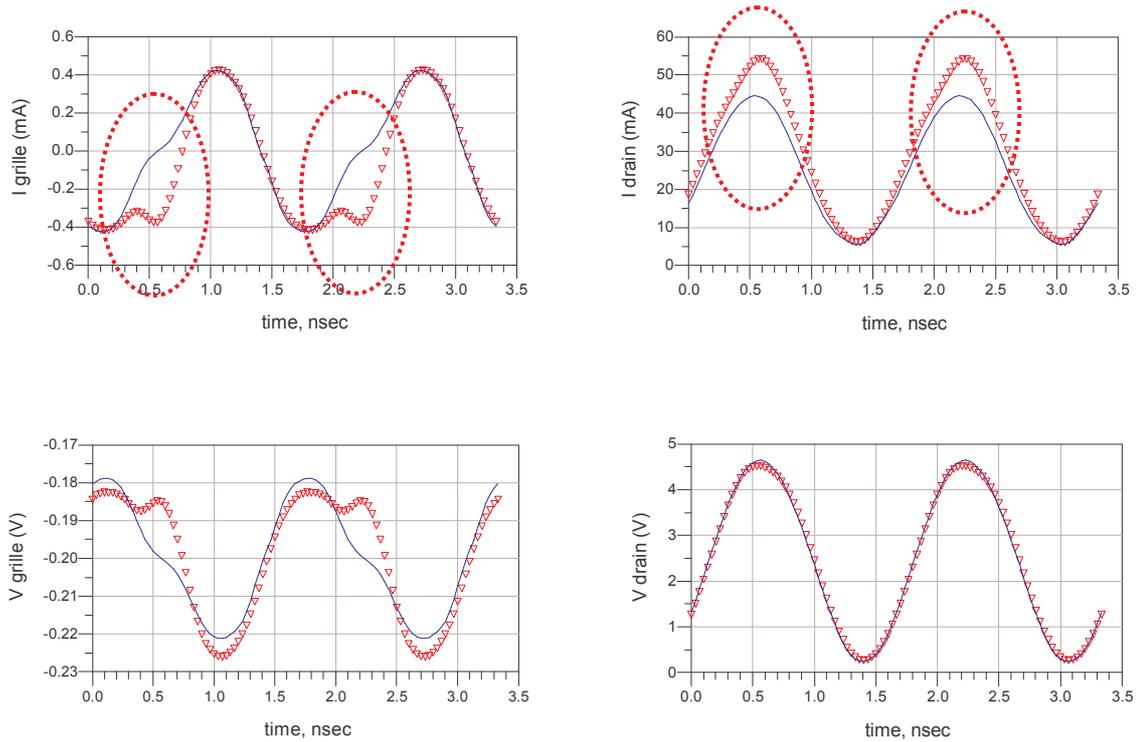


Figure 4.21: Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ en présence d'ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.

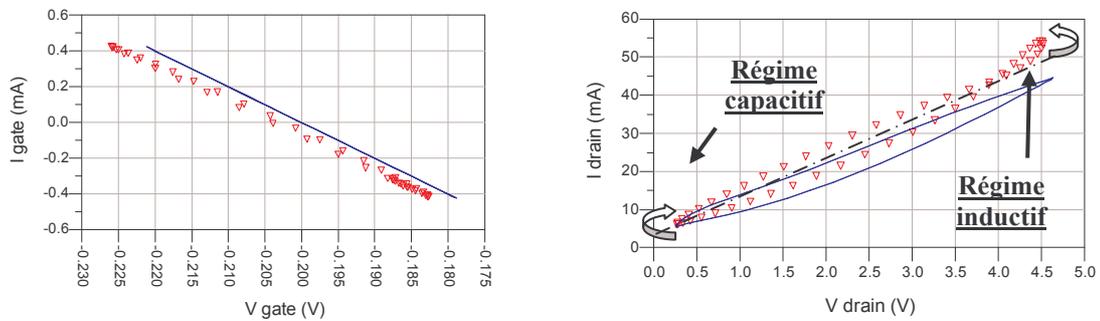


Figure 4.22: Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ avec ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.

De plus, grâce à l'analyse temporelle du LSNA, nous pouvons aussi remarquer sur la sortie du transistor un comportement à dominante inductive associé à l'augmentation brutale du courant de drain lorsque la tension drain source instantanée dépasse environ 4V. Cet effet se caractérise par le croisement de la courbe d'évolution temporelle I_D fonction de V_{DS} pour cette tension (cf. figure 4.22). Ce renversement de sens de rotation indique que l'effet réactif dominant au-delà de 4V est inductif.

L'effet inductif de l'ionisation par impact est bien connu et est utilisé de façon optimale dans le cas des diodes IMPATT jusqu'à des fréquences de plus de 100 GHz. Il n'est donc guère surprenant que cet effet puisse se manifester aux fréquences auxquelles nous travaillons. Néanmoins, le design de ces diodes est optimisé pour obtenir des oscillateurs hyperfréquences avec de bonnes performances hyperfréquences. Nous pouvons donc à juste titre, nous poser la question de savoir dans quelle mesure cet effet physique se manifeste et est limitatif dans le cas d'un transistor à effet de champ pour des applications d'amplification. Nous avons donc pour cela effectué ce type de caractérisation pour quatre fréquences différentes (600 MHz, 1, 2 et 4GHz) afin d'observer comment ce phénomène d'ionisation par impact se manifeste et évolue en fonction de la fréquence.

Les figures 4.23 et 4.24 nous montrent les courants et tensions hyperfréquences extrinsèques du transistor HEMT, à la fréquence de 4GHz, pour une même tension de polarisation que précédemment et avec une tension drain source crête maximum de l'ordre de 4.5Volts. En analysant le courant de grille extrinsèque I_G , nous ne voyons plus apparaître de contribution significative supplémentaire, contrairement à 600MHz. Néanmoins, nous pouvons constater un léger écart entre la simulation dans la zone d'ionisation par impact. De même, nous observons toujours une augmentation du courant de drain de l'ordre de 10mA dans cette zone d'ionisation. La pente du demi grand axe de l'ellipse de source n'est pas conservée, mais, nous n'observons plus le passage de l'effet capacitif à un effet inductif. En effet, aux plus hautes fréquences, les effets capacitifs deviennent prépondérants et il est difficile d'observer les effets de l'ionisation par impact sur les évolutions temporelles des courants de grille et de drain. Il est donc nécessaire de travailler dans le plan intrinsèque du transistor pour analyser ces effets en fonction de la fréquence.

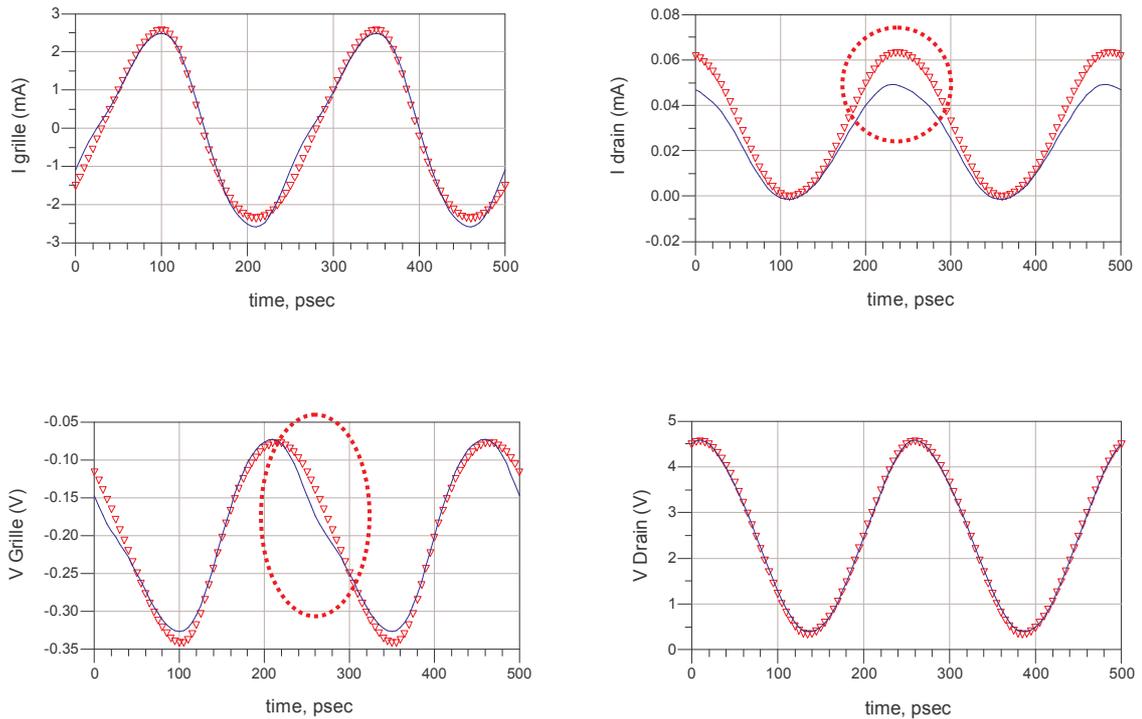


Figure 4.23 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$ en présence d'ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.

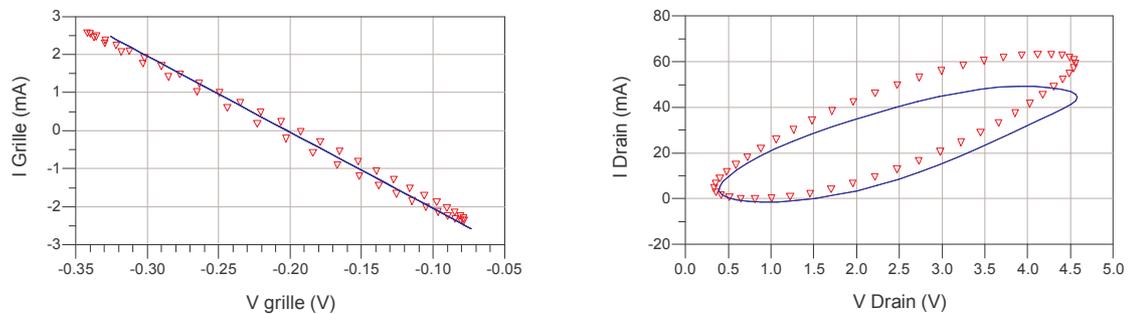


Figure 4.24 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ en présence d'ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : simulation.

Pour cela, nous avons appliqué la loi des nœuds et des mailles aux courants et tensions hyperfréquences mesurés afin de supprimer les effets parasites des trois accès drain, grille et source du transistor. Afin de mettre en évidence les courants intrinsèques d'ionisation par impact I_{i_Grille} et I_{i_Drain} , nous avons ensuite effectué la différence entre les données intrinsèques du transistor provenant de la simulation non linéaire ($I_{G_int_simu}$, $I_{D_int_simu}$) aux données intrinsèques provenant de la mesure du LSNA ($I_{G_int_LSNA}$, $I_{D_int_LSNA}$). Cette différence

représente pour nous la contribution représentation de l'ionisation par impact dans le plan intrinsèque du transistor, du côté grille et du côté drain. Cette représentation se traduit par la présence de deux dipôles situés entre grille et source d'une part et drain et source d'autre part. La figure 4.25 illustre cette représentation.

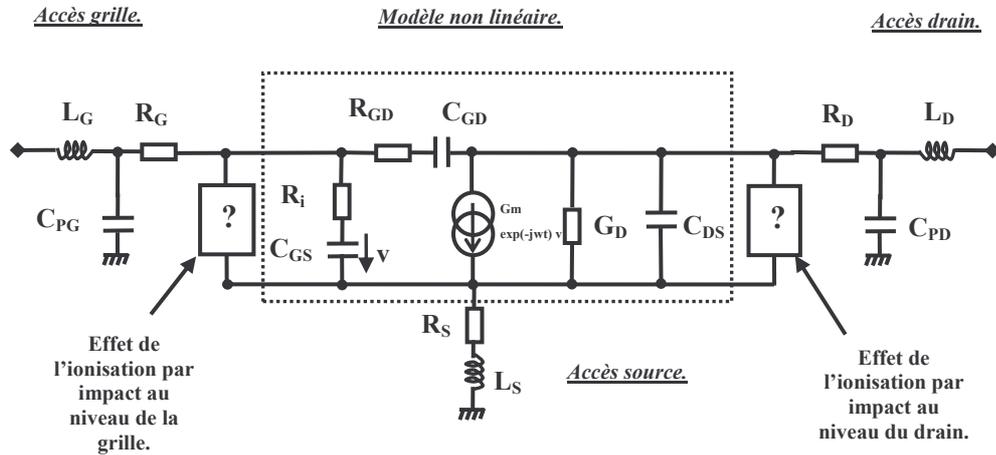


Figure 4.25 : Méthode et principe de « deembedding » permettant de déterminer la contribution du courant d'ionisation par impact à la caractéristique temporelle du transistor.

$$\text{Courant d'ionisation grille} = I_{i_Grille} = I_{G_int_LSNA} - I_{G_int_simu} \quad (4.1)$$

$$\text{Courant d'ionisation drain} = I_{i_Drain} = I_{D_int_LSNA} - I_{D_int_simu} \quad (4.2)$$

La figure 4.26 représente l'évolution de cette différence de courant grille et drain entre les données provenant de la mesure et de la simulation en fonction du temps à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volt}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$. On peut noter une augmentation du courant d'ionisation de grille I_{i_Grille} et de drain I_{i_Drain} , lorsque l'on atteint les fortes tensions drain source de l'ordre de 3Volts. De plus, nous pouvons aussi remarquer que le « pic » de courant drain n'est pas symétrique. Cette dissymétrie révèle et confirme l'aspect non linéaire de l'effet inductif de l'ionisation par impact.

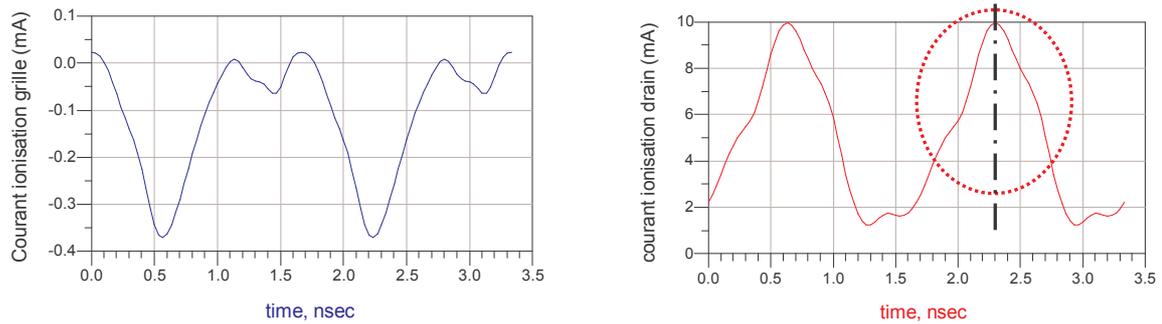


Figure 4.26: Courants intrinsèques d'ionisation par impact à 600MHz sur l'entrée et la sortie du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$.

Afin de vérifier la dépendance fréquentielle de l'ionisation par impact dans le transistor à effet de champ, nous avons effectué la même opération aux quatre fréquences. La figure 4.27 représente l'amplitude maximale du courant d'ionisation du côté grille et drain. Nous pouvons noter la faible dépendance du courant d'ionisation par impact avec la fréquence. De plus, cette analyse intrinsèque nous permet de dire que l'effet d'ionisation par impact est toujours présent et qu'il est masqué par les éléments d'accès et par les capacités extrinsèques du transistor.

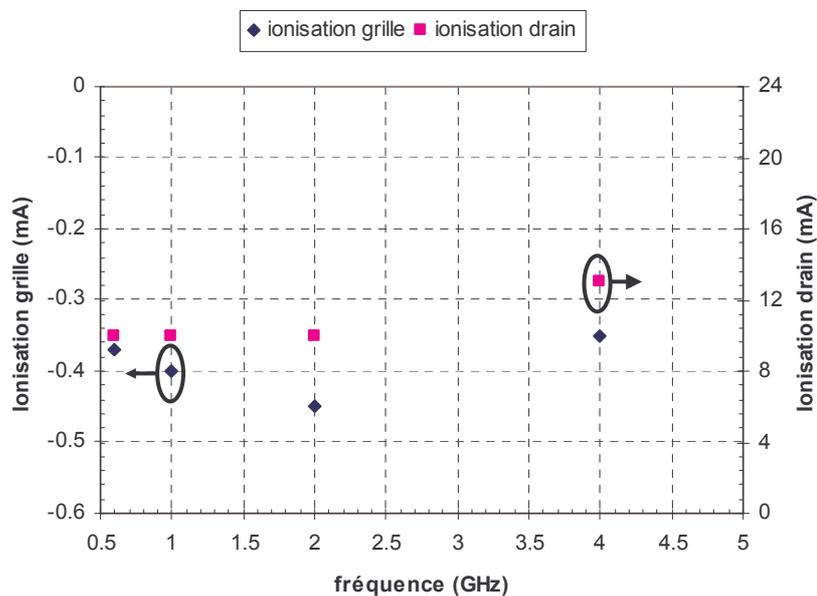


Figure 4.27: Evolution du courant d'ionisation par impact du côté grille (losange bleu) et drain (carré rose) en régime dynamique en fonction de la fréquence du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ et pour une même tension crête maximale de 4.5Volts.

4.4.3 Modélisation de l'ionisation par impact dans un transistor HEMT en régime non linéaire.

4.4.3.1 Choix et mise en œuvre de la topologie du modèle électrique.

Dans cette dernière partie, nous allons essayer de modéliser l'ionisation par impact en régime grand signal. Pour expliquer et modéliser ce phénomène d'ionisation par impact en fonction de la fréquence, de nombreuses équipes de recherche ont essayé d'établir des modèles en ajoutant des résistances séries et des inductances parallèles sur la sortie du schéma équivalent du transistor HEMT [14]. Malheureusement, ces modèles ne conduisent pas à une interprétation et une analyse réaliste. A notre connaissance, l'équipe de recherche de Ralf Reuter [15] est la première à avoir modéliser de façon satisfaisante la dépendance de la génération de paires électron - trou due à l'ionisation par impact. Ce modèle est basé sur une extraction du schéma équivalent classique et usuel pour les transistors HEMT. Il prend en compte l'influence de l'ionisation par impact sur les performances hyperfréquences en régime petit signal et sur les performances en bruit. Ce nouveau schéma équivalent est représenté figure 4.28 où l'on peut observer une source de courant supplémentaire associée à un circuit $R_i C_i$ sur la sortie drain du transistor. Cette source de courant est caractérisée par une transconductance $G_{m \text{ ionisation}}$ qui est contrôlée par la tension grille drain intrinsèque V_{GD} , zone où règne de fort champ électrique. La dépendance fréquentielle est décrite par la combinaison des circuits R_i et C_i .

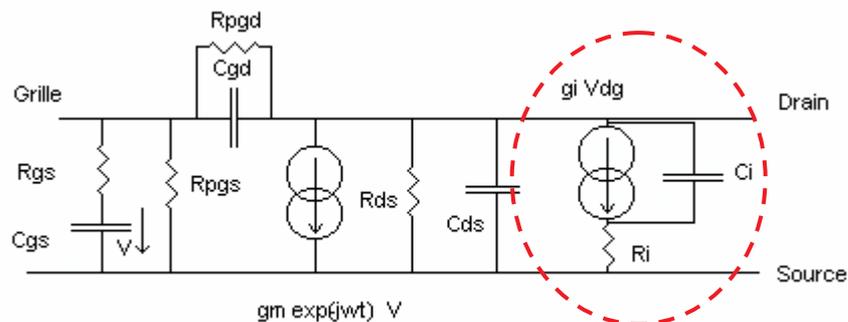


Figure 4.28 : Schéma équivalent intrinsèque d'un transistor HEMT utilisé par Ralf Reuter pour intégrer la dépendance fréquentielle de l'ionisation par impact [15].

Néanmoins, lorsque l'on analyse plus en détail le modèle petit signal de Ralf Reuter en observant les paramètres admittance en fonction de la fréquence, on peut s'apercevoir qu'il ne décrit pas parfaitement le comportement du transistor en régime d'ionisation. En effet, les paramètres Y_{21} et Y_{22} calculés décrivent parfaitement le comportement expérimental du composant par l'ajout de la source de courant d'ionisation entre le drain et la source. Par contre,

en ce qui concerne le paramètre d'admittance Y_{12} , le modèle de Reuter est incapable de décrire l'évolution de ce paramètre en régime d'ionisation. Afin de compléter l'approche de Reuter, l'équipe de recherche de l'IEMN (P. Miraumont et C. Gaquière) a développé un modèle petit signal, décrivant parfaitement l'ionisation par impact sur les quatre paramètres d'admittance du transistor en ajoutant un deuxième générateur de courant commandé par la tension intrinsèque V_{GD} entre la grille et le drain [4] et [16]. Néanmoins, ce modèle est beaucoup plus difficile à mettre en œuvre car le nombre d'éléments inconnus devient important. Enfin, d'autres approches, basées sur des concepts plus mathématiques ont aussi été développées [5].

L'approche que nous avons choisi d'étudier et de mettre en œuvre consiste à ajouter deux circuits au schéma équivalent non linéaire pour arriver à la représentation de la figure 4.29.

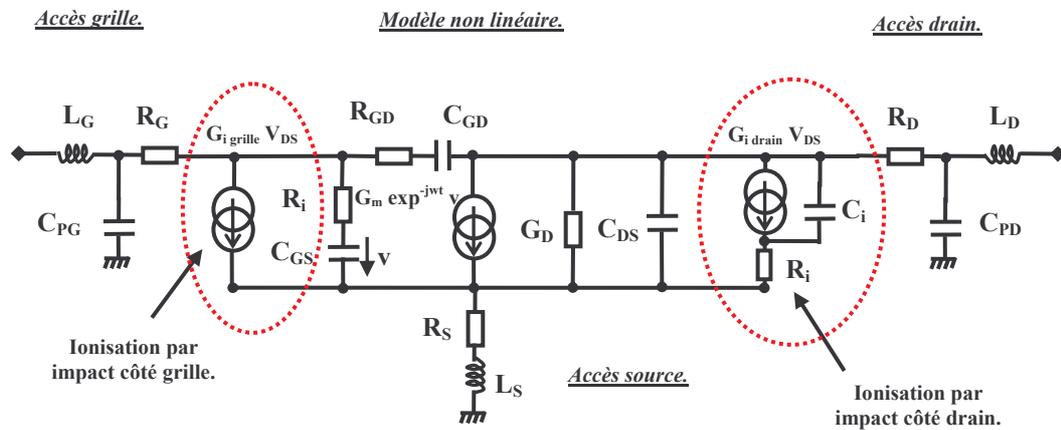


Figure 4.29 : Schéma électrique équivalent du transistor HEMT tenant en compte l'ionisation par impact.

Sur l'entrée du transistor, la génération de paires électron - trou en régime grand signal due à l'ionisation par impact est représentée par une source de courant contrôlée par la tension intrinsèque drain source V_{DS} instantanée. L'équation décrivant le courant d'ionisation par impact côté grille est donnée par la relation (4.3) et s'inspire des modèles de coefficients d'ionisation [16].

$$I_{Grille} = I_{G0} + I_{ionisation_grille} = I_{G0} - I_{G1} \times \exp(\alpha_1 \times (V_{DS} - V_{seuil})^3) \quad (4.3)$$

Sur la sortie du transistor, nous avons envisagé plusieurs solutions pour modéliser l'effet inductif superposé à la génération de paires électron - trou. Une des solutions consistait à combiner une inductance avec une résistance en parallèle. Cette solution ne nous a pas permis de réaliser un modèle électrique qui rend compte correctement de l'évolution dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel de nos résultats expérimentaux. Pour ces raisons, la

génération de paires électron - trou en régime grand signal due à l'ionisation par impact est représentée par la combinaison d'une source de courant contrôlée par la tension intrinsèque drain source V_{DS} instantanée et d'un circuit Ri Ci, le tout en parallèle avec l'admittance de sortie du transistor. L'équation décrivant le courant d'ionisation par impact côté drain est donné par la relation (4.4) et s'inspire des modèles de coefficients d'ionisation [16].

$$I_{Drain} = I_{D0} + I_{ionisation_Drain} = I_{D0} + I_{D1} + I_{D2} \times \exp(\alpha_2 \times (V_{DS} - V_{seuil})) \quad (4.4)$$

Les principaux avantages de ce modèle physique résident dans les aspects suivants. Le modèle physique développé est simple et intuitif. Le coefficient I_{G0} représente la valeur moyenne du courant de grille sans ionisation par impact, la tension V_{seuil} est celle pour laquelle l'ionisation par impact se manifeste sur le courant de grille et les coefficients I_{G1} et α_1 caractérisent la contribution du courant d'ionisation observé. Le courant d'ionisation de grille n'est pas seulement dû à la création de paire électron-trou dans le canal. Il inclut aussi le mécanisme de transit des trous vers la grille à travers la barrière *AlGaAs/InGaAs*. Ce mécanisme complexe nous a donc conduit à représenter ce courant d'ionisation en utilisant une puissance au cube de $(V_{DS} - V_{seuil})$ afin d'avoir un bon accord. Du côté drain, le coefficient I_{D1} représente l'augmentation de la valeur moyenne du courant de drain lorsque l'ionisation par impact apparaît. Les coefficients I_{D2} et α_2 caractérisent la contribution du courant d'ionisation observé en régime dynamique, tandis que les coefficients R_i et C_i représentent l'impédance complexe de la source de courant. Le courant d'ionisation de drain est dû uniquement à la création de paire électron-trou.

4.4.3.2 Mise en œuvre du modèle électrique.

La détermination des différents coefficients se fait de manière empirique. Dans un premier temps, nous avons déterminé les trois coefficients I_{G1} , α_1 et V_{seuil} du côté grille. Pour cela, nous avons tout d'abord, initialisé les valeurs de V_{seuil} à partir des mesures statiques montrées sur la figure 4.9. Sur cette figure 4.9, nous observons que la cloche d'ionisation se manifeste pour des tensions drain source supérieures à 3 Volts. Les valeurs du couple I_{G1} et α_1 sont approchées dans un premier temps, de façon à obtenir la valeur maximale du courant de grille I_G mesuré en régime dynamique au LSNA pour une tension drain source crête

hyperfréquence de 4.5Volts. Ensuite, les valeurs finales de I_{G1} et α_1 sont obtenues par approximations successives en minimisant l'erreur entre les données temporelles de la tension grille source V_{GS} et du courant de grille I_G hyperfréquences provenant de la simulation et de la mesure du LSNA à la fréquence de 600MHz. Pour cette procédure, nous avons utilisé la fonction « tune » du logiciel ADS.

Dans un deuxième temps, nous avons déterminé du côté drain, les six coefficients I_{D1} , I_{D2} , α_2 , V_{seuil} , R_i et C_i . Tout d'abord, nous avons fixé les valeurs de R_i et C_i à des valeurs faibles devant celles des autres éléments capacitifs et résistifs du modèle électrique. Puis, les coefficients I_{D1} , I_{D2} , α_2 , V_{seuil} sont déterminés par approximations successives par une méthode analogue à celle décrite ci-dessus pour la grille. Enfin, les deux coefficients R_i et C_i sont ajustés afin de minimiser les erreurs entre les paramètres de dispersion (S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22}) mesurés et simulés pour les fréquences allant de 250MHz à 40GHz. En effectuant plusieurs fois ces deux étapes d'optimisation dans le domaine temporel à 600MHz et dans le domaine fréquentiel jusque 40GHz, nous avons déterminé les valeurs des différents coefficients données dans le tableau 4.1. Nous nous sommes arrêtés lorsque la concordance entre les valeurs de la simulation et de la mesure nous a semblé satisfaisante. Dans le cadre de cette première approche empirique, nous avons estimé que la concordance correspondait à une bonne superposition visuelle entre les courbes expérimentales et simulées dans les domaines temporel et fréquentiel.

Coefficient	I_{G1} (A)	α_1	V_{seuil} grille (V)	I_{D1} (A)	I_{D2} (A)	α_2	V_{seuil} drain (V)	R_i (Ω)	C_i (pF)
Valeur	9×10^{-5}	1.8	3.1	0.003	6×10^{-5}	4.825	3	450	0.7

Tableau 4.1 : Valeur des différents coefficients du modèle d'ionisation par impact.

4.4.3.3 Validation du modèle électrique.

Le modèle électrique développé nous permet de rendre compte des courants et tensions hyperfréquences mesurés en régime grand signal dans la gamme de fréquences de 600MHz à 4GHz. Les figures 4.30 et 4.31 nous montrent le très bon accord obtenu entre les valeurs mesurées et simulées lorsque le transistor est polarisé à $V_{DS}=2.5$ Volts et $V_{GS}=-0.2$ Volt et pour une fréquence de 600MHz, fréquence pour laquelle ce modèle a été optimisé. En prenant les

mêmes coefficients, nous avons calculé les tensions et courant hyperfréquences en régime d'ionisation par impact à la fréquence de 4GHz, pour la même polarisation. Les figures 4.32 et 4.33 nous montrent les résultats obtenus et la comparaison aux mesures effectuées avec le LSNA. Nous constatons à nouveau un très bon accord et cela nous montre la validité et la robustesse de notre modèle électrique.

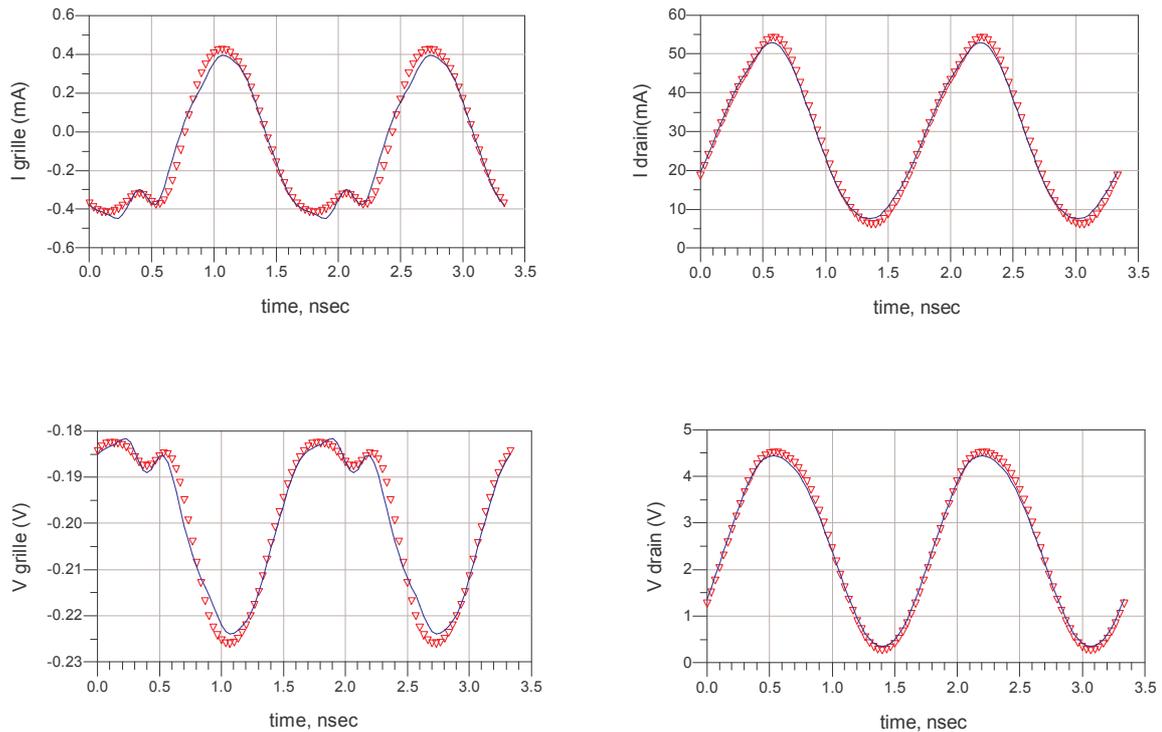


Figure 4.30 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.

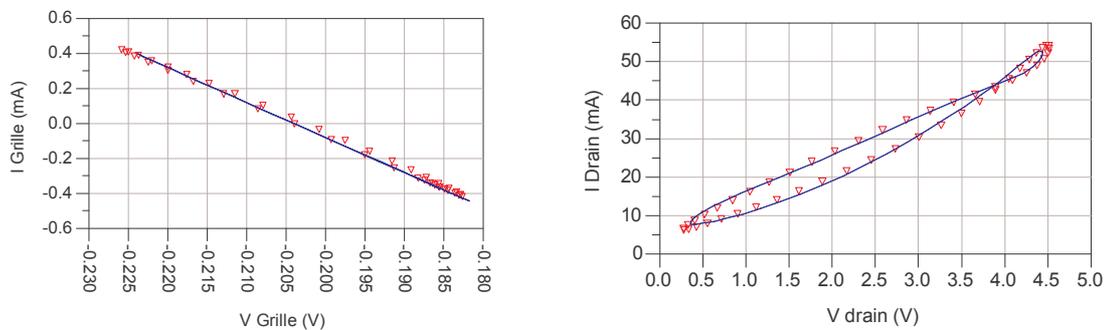


Figure 4.31: Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 600MHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.

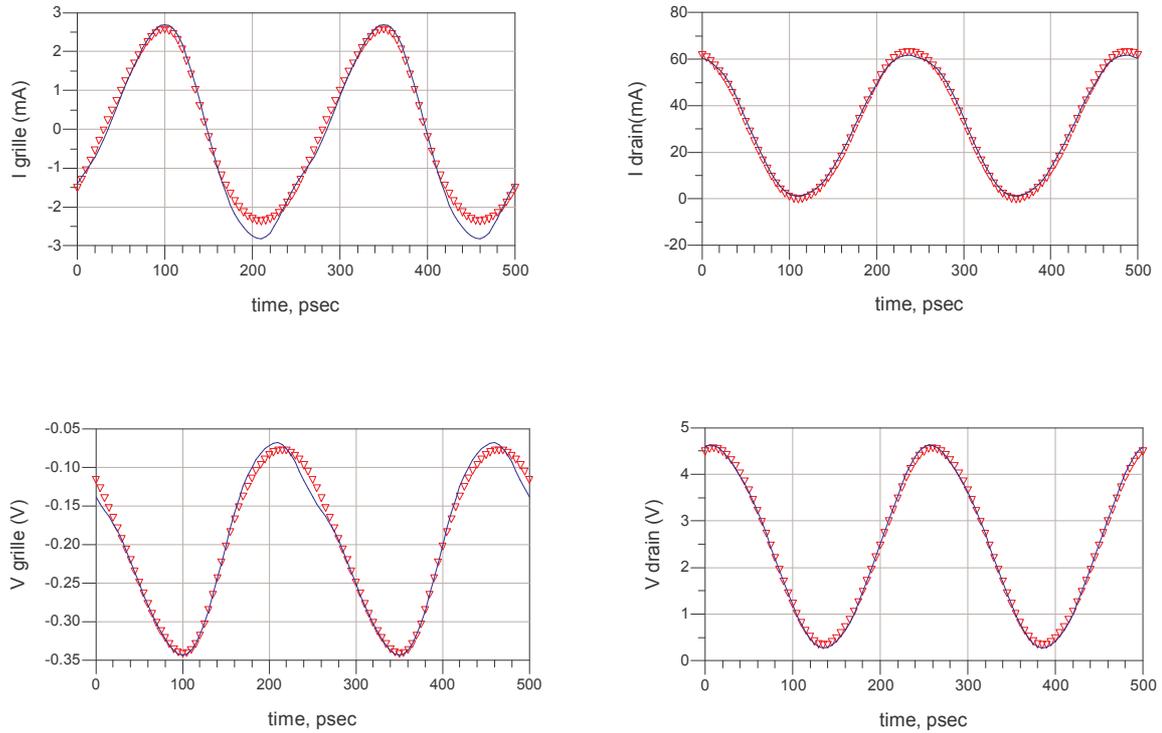


Figure 4.32 : Evolution temporelle des courants et tensions extrinsèques hyperfréquences à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS} = 2.5\text{Volts}$ et $V_{GS} = -0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.

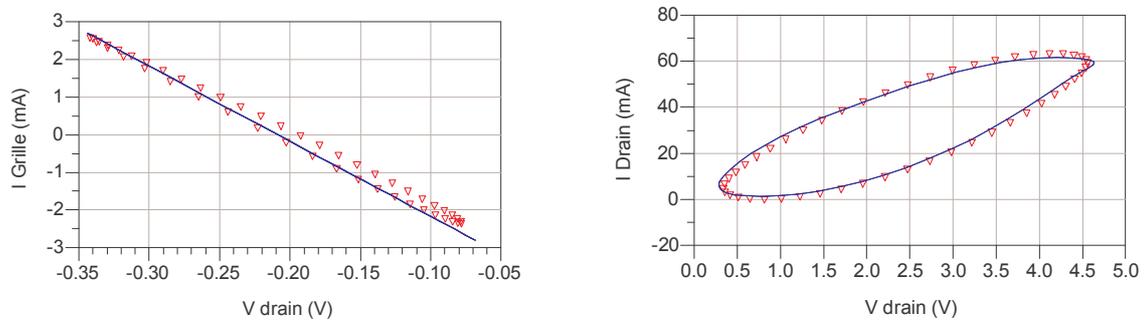


Figure 4.33 : Ellipses de charge extrinsèque I_G fonction de V_{GS} et de source extrinsèque I_D fonction de V_{DS} à 4GHz du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$ avec ionisation par impact. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.

Afin de valider plus finement le modèle électrique d'ionisation par impact, nous avons repris les courants d'ionisation dans le plan intrinsèque du transistor de la figure 4.26. Nous avons appliqué la même procédure aux données de notre modèle électrique avec ionisation par impact pour obtenir les courants intrinsèques. La figure 4.34 compare les courants d'ionisation par impact intrinsèques sur l'entrée et la sortie du transistor HEMT à la fréquence de 600MHz. Le bon accord que nous observons montre que notre modèle électrique rend compte des

principales évolutions temporelles du courant d'ionisation par impact. On peut attribuer la différence d'une part à la manière dont est extrait la composante expérimentale puisqu'on lui retranche un courant issu d'un modèle électrique non linéaire et d'autre part à la complexité intrinsèque du mécanisme physique de l'ionisation par impact.

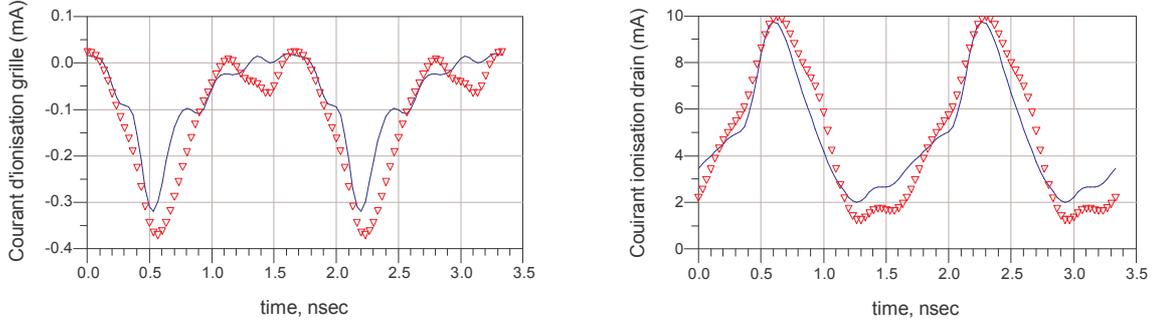


Figure 4.34: Courants intrinsèques d'ionisation par impact à 600MHz sur l'entrée et la sortie du transistor HEMT polarisé à $V_{DS}=2.5\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$. Triangles rouges : mesures LSNA et courbes bleues : modèle électrique avec ionisation par impact.

En régime petit signal, l'évolution des paramètres de dispersion simulée et mesurée du transistor, polarisé dans la zone d'ionisation par impact, à $V_{DS}=4\text{V}$ et $V_{GS}=-0.2\text{V}$ est représentée dans l'annexe 4.6. Ces figures montrent clairement la bonne dépendance fréquentielle du modèle électrique élaboré en régime d'ionisation. Il nous a semblé intéressant d'étudier plus finement le paramètre admittance Y_{22} de notre modèle électrique pour comprendre son comportement en présence d'ionisation par impact. Le calcul du paramètre Y_{22} de notre modèle électrique est développé en annexe 4.7 et donne lieu à l'équation (4.5).

$$Y_{22_globale} = G_D + j \times C_{DS} \times \omega + \frac{G_{i_Drain} + j \times C_i \times \omega}{1 + j \times R_i \times C_i \times \omega} \quad (4.5)$$

Avec
$$G_{i_Drain} = \frac{\partial I_{i_Drain}}{\partial V_{DS}} = I_{D2} \times \alpha_2 \times \exp(\alpha_2 \times (V_{DS} - V_{seuil})) \quad (4.6)$$

La partie réelle de Y_{22} représente la conductance de sortie effective du transistor et est donnée par la relation (4.7). En appliquant les valeurs des coefficients du tableau 4.1 à l'équation de la partie réelle de l'admittance Y_{22} (4.7), nous remarquons que la conductance effective passe d'une valeur de 10mS sans ionisation par impact à une valeur de 16mS en régime d'ionisation pour une tension drain source instantanée de 4Volts à la fréquence de 600MHz.

$$\text{Re}(Y_{22_globale}) = G_D + \frac{G_{i_Drain} + R_i C_i^2 \omega^2}{1 + R_i^2 C_i^2 \omega^2} \quad (4.7)$$

De plus, l'équation (4.7) montre bien que lorsque la fréquence augmente, l'effet d'ionisation par impact, caractérisé par la transconductance G_{i_Drain} est masqué par la contribution de la constante de temps $R_i C_i$.

La partie imaginaire de Y_{22} représente la susceptance de sortie effective du transistor et est donnée par l'équation (4.8). En l'absence d'ionisation par impact, la susceptance est fixée par la capacité intrinsèque drain source C_{DS} .

$$\text{Im}(Y_{22_globale}) = C_{DS} \omega + \frac{C_i \omega \times (1 - G_{i_Drain} R_i)}{1 + R_i^2 C_i^2 \omega^2} \quad (4.8)$$

Dans le cas de forts régimes d'ionisation par impact ($G_{i_Drain} R_i \gg 1$), cette formule (4.8) peut se simplifier avec deux cas de figure. Aux très basses fréquences, c'est-à-dire pour $R_i C_i \omega \ll 1$, l'équation (4.8) donne lieu à l'équation (4.9). Cette équation montre que le comportement s'apparente à une capacité négative dans le cas où $C_{DS} < C_i R_i G_{i_Drain}$.

$$\text{Im}(Y_{22_globale}) = (C_{DS} - C_i R_i G_{i_Drain}) \times \omega \quad (4.9)$$

Aux plus hautes fréquences, c'est à dire $R_i C_i \omega \gg 1$, l'équation (4.8) a la forme de l'équation (4.10) et permet de mettre en évidence l'effet inductif, puis lorsque la fréquence augmente, un changement de signe de la partie imaginaire de Y_{22} a lieu pour la fréquence de transition donnée par la relation (4.11).

$$\text{Im}(Y_{22_globale}) = C_{DS} \omega - \frac{G_{i_Drain}}{R_i C_i \omega} \quad (4.10)$$

$$\omega_{transin_intrinsèque} = \sqrt{\frac{G_{i_Drain}}{C_{DS} R_i C_i}} \quad (4.11)$$

En première approximation, nous pouvons négliger l'inductance L_D et la résistance R_D et calculer cette pulsation de transition dans le plan extrinsèque du transistor par la relation suivante :

$$\omega_{transition_extrinsèque} \approx \sqrt{\frac{G_{i_Drain}}{(C_{DS} + C_{Plot_Drain}) \times R_i C_i}} \quad (4.11\text{-bis})$$

En effectuant l'application numérique avec les valeurs des coefficients du tableau 4.1, pour une tension drain source de 4Volts et avec une capacité drain source C_{DS} de 55fF associée à une capacité de plot de drain de 65fF, nous obtenons une fréquence de transition de l'ordre de 5GHz. Cette fréquence de transition est du même ordre de grandeur que celle qui a été mesurée lors de la caractérisation en régime petit signal (paragraphe 4.3.3). Ceci contribue à la validation de notre modèle électrique dans le domaine fréquentiel.

4.5 Conclusion.

L'objectif de ce chapitre a été d'étudier les effets de l'ionisation par impact dans les transistors à effet de champ à hétérojonction de type *AlGaAs/InGaAs* sur substrat GaAs. Après un rappel sur le mécanisme physique de l'ionisation par impact, nous avons présenté les résultats expérimentaux d'une étude complète incluant de la caractérisation en régime statique, des mesures en régime petit signal dans le domaine fréquentiel et plus particulièrement de la caractérisation en régime grand signal dans le domaine temporel. Pour étudier les effets de l'ionisation par impact en régime grand signal hyperfréquence, une technique expérimentale originale autour de l'analyseur de réseau non linéaire a été développée afin de mieux observer les conséquences sur les différents paramètres électriques du transistor HEMT. Nous avons ensuite proposé un nouveau modèle électrique non linéaire du transistor prenant en compte l'effet d'ionisation par impact. Ce modèle physique nous a permis de mieux comprendre l'effet de l'ionisation par impact sur les caractéristiques électriques mesurées sur le transistor.

4.6 Annexes.

Annexe 4.1 : Détermination des capacités de plot C_{PD} et C_{PG} :

Les capacités plots sont déterminées à partir des mesures de paramètres de dispersion au point de polarisation froide $V_{DS}=0V$ et $V_{GS} \ll V_p$ en utilisant la méthode [11]. Dans ces conditions de polarisation, la transconductance G_M et la conductance de drain G_D sont nulles. L'hypothèse fondamentale consiste à considérer la capacité intrinsèque C_{DS} comme négligeable. De plus, aux basses fréquences ($<10GHz$), on peut considérer les valeurs des résistances et des inductances négligeables par rapport à celles des capacités. Le schéma électrique équivalent d'un HEMT à polarisation froide peut être simplifié et est représenté figure 4.35.

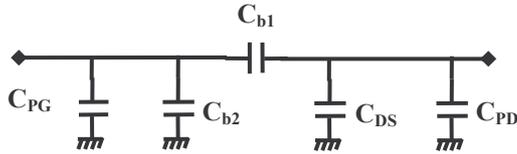


Figure 4.35 : Modélisation du transistor HEMT, pour les fréquences inférieures à quelques GHz en polarisation froide ($V_{DS}=0V$) et pour $V_{GS} \ll V_p$.

Avec une topologie symétrique ($V_{DS}=0V$), on peut donc en déduire les valeurs des capacités plot C_{PD} et C_{PG} par les relations suivantes :

$$C_{b1} = C_{b2} = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (4.12)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{12}) + \text{Im}(Y_{22})}{\omega} \quad (4.13)$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 \times \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (4.14)$$

Il est à noter que la valeur de C_{PD} est souvent surestimée à cause de l'abstraction de la capacité C_{DS} . Ceci engendre une sous estimation de la valeur de C_{DS} lors de la détermination des paramètres intrinsèques. Cette valeur pouvant être négative !!! Il faudra ajuster la valeur de la capacité C_{PD} plot afin d'obtenir une valeur physique de C_{DS} .

Annexe 4.2 : Détermination des éléments séries:

Les éléments séries sont déterminés à partir des mesures de paramètres de dispersion au point de polarisation froide $V_{DS}=0V$ et $V_{GS}>V_b$ en utilisant la méthode [11]. V_b étant la tension de mise en direct des diodes Schottky grille source et grille drain. En polarisant suffisamment en direct, le courant de grille injecté dans le composant est de l'ordre de $2mA/5\mu m^2$ de surface de grille afin que la résistance dynamique de la jonction court-circuite la capacité de grille. Dans ces conditions, les éléments séries, inductances et résistances deviennent alors prépondérants sur les éléments capacitifs et l'on obtient alors les relations suivantes :

$$Z_{11} = R_S + R_G + \frac{R_C}{3} + \frac{\eta KT}{qI_G} + j\omega \times (L_S + L_G) \quad (4.15)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_S + \frac{R_C}{2} + j\omega L_S \quad (4.16)$$

$$Z_{22} = R_S + R_D + R_C + j\omega \times (L_S + L_D) \quad (4.17)$$

Avec R_C la résistance du canal sous la grille, soit $R_C = R_{carré} \times \frac{L_G}{W}$ et $R_{carré} = \frac{1}{-e \times n_s \times \mu}$.

e : Charge de l'électron : $-1.602 \times 10^{-19} C$

n_s : Densité des porteurs dans le canal.

μ : Mobilité des porteurs.

L_G : Longueur de grille

W : Largeur unitaire de grille.

Connaissant R_C , on peut en déduire les différentes valeurs des résistances d'accès par les relations suivantes.

$$R_S = \text{Re}(Z_{12}) - \frac{R_C}{2} \quad (4.18)$$

$$R_G = \text{Re}(Z_{11}) - \text{Re}(Z_{12}) + \frac{R_C}{6} \quad (4.19)$$

$$R_D = \text{Re}(Z_{22}) - \text{Re}(Z_{12}) - \frac{R_C}{2} \quad (4.20)$$

De la même manière, on peut déterminer les valeurs des inductances d'accès par les relations suivantes :

$$L_S = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (4.21)$$

$$L_G = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (4.22)$$

et
$$L_D = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (4.23)$$

Annexe 4.3 : Equations décrivant le générateur de courant côté drain :

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = F_{VGS} \times F_{VDS} \quad (4.24)$$

où:

$$FV_{DS} = \text{Tanh}(\beta \times V_{DS}) \times (1 + \Gamma \times V_{DS}) \quad (4.25)$$

$$FV_{GS} = \frac{I_{MAX} \times g}{(g^\alpha + I_{MAX}^\alpha)^{1/\alpha}} \quad (4.26)$$

Avec
$$g = \frac{\ln(1 + \exp(g1 \times vit \times (V_{GS} - V_P)))}{g1} \quad (4.27)$$

$$V_P = V_{pp} - \Delta \times V_{DS} \quad (4.28)$$

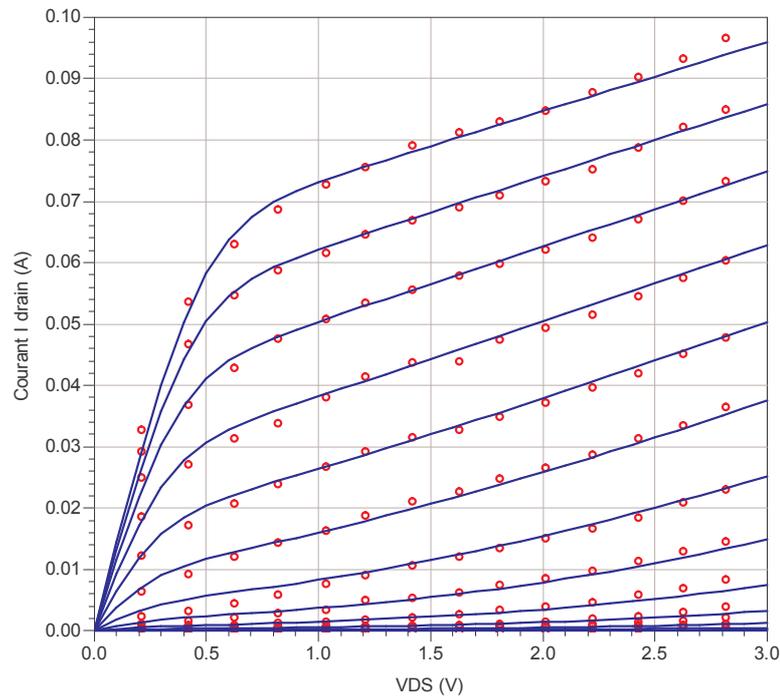


Figure 4.36 : Confrontation des caractéristiques I-V pulsées mesurées (ronds rouges) et simulées (courbes bleues) pour V_{GS} allant de $-1V$ à $+0.3V$ par pas de $0.1V$ et pour V_{DS} allant de 0 à $2.8V$ par pas de $0.2V$.

Annexe 4.4 : Extraction des éléments intrinsèques du schéma équivalent:

Les paramètres intrinsèques du transistor à effet de champ vont être déterminés à partir des mesures des paramètres de dispersion pour une polarisation donnée. Connaissant tous les paramètres extrinsèques, nous allons calculer la matrice admittance intrinsèque du schéma équivalent en utilisant une procédure dite de « deembedding » qui consiste en plusieurs transformations de matrice S vers une matrice impédance pour extraire l'élément parasite série ou vers une matrice admittance pour extraire l'élément parasite parallèle. Cette procédure de « deembedding » est représentée sur la figure 4.37

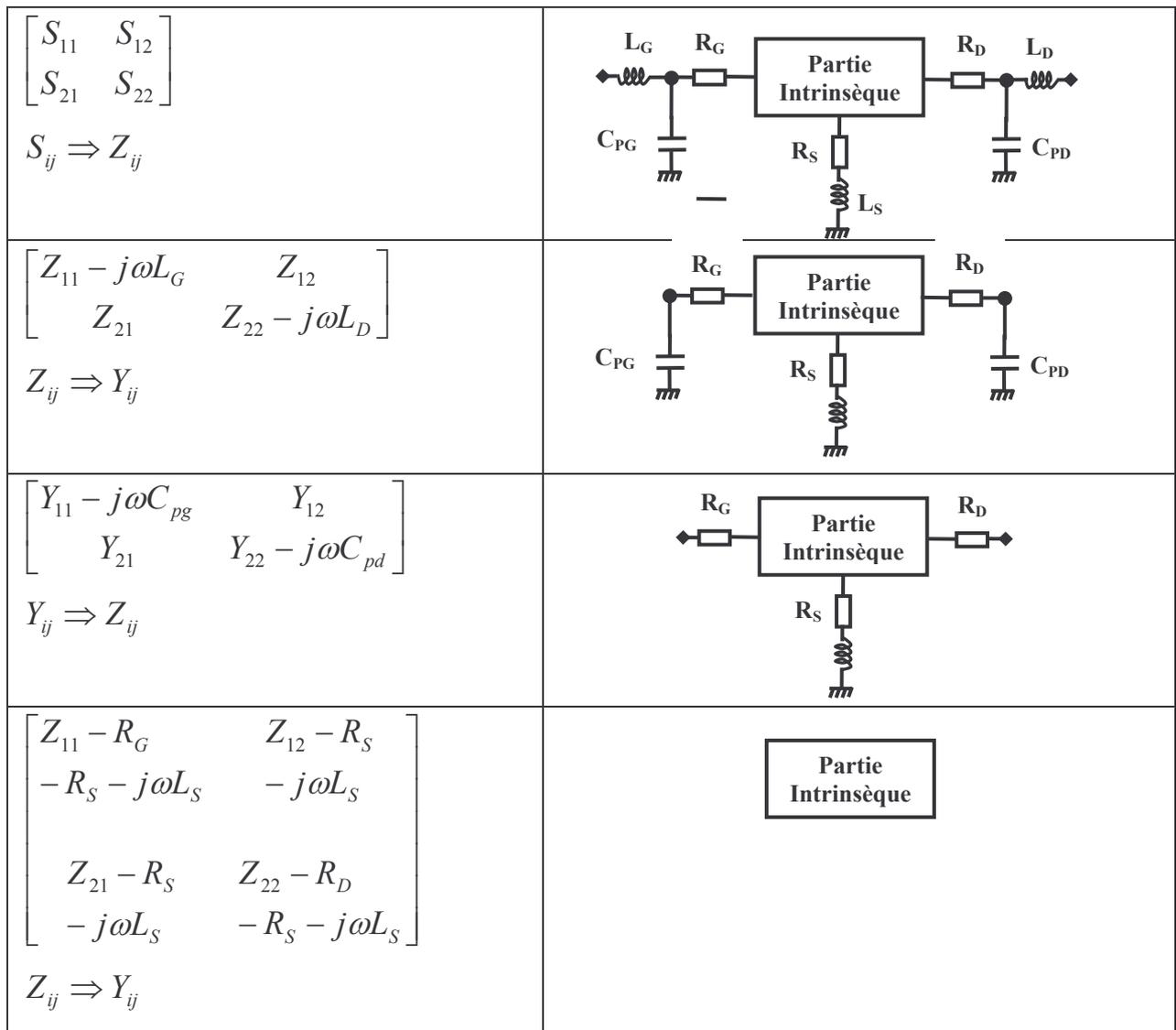


Figure 4.37 : Méthode d'extraction du schéma équivalent électrique des transistors à effet de champ.

A partir de la matrice admittance intrinsèque du transistor, on peut remonter à chaque élément du schéma équivalent intrinsèque par les relations suivantes :

$$C_{GD} = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \times \left(1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right) \quad (4.29)$$

$$R_{GD} = \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\omega \times C_{GD} \times \text{Im}(Y_{12})} \quad (4.30)$$

$$C_{GS} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \times \left(1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right) \quad (4.31)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\omega \times C_{GS} \times (\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12}))} \quad (4.32)$$

$$G_m = \sqrt{(\text{Re}(Y_{21}) - \text{Re}(Y_{12}))^2 + D_1 \times (\text{Im}(Y_{21}) - \text{Im}(Y_{12}))^2} \quad (4.33)$$

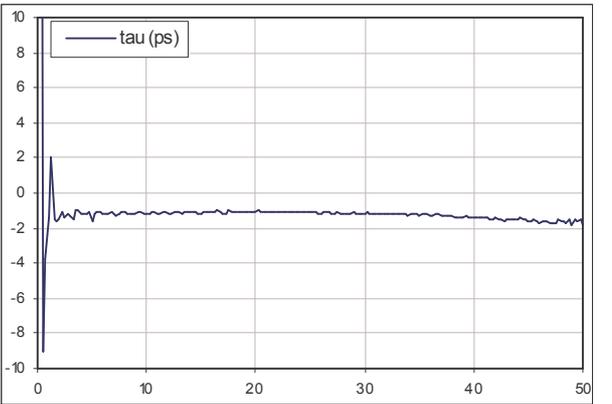
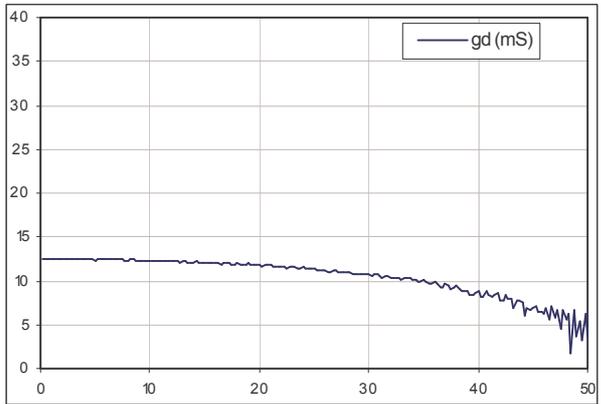
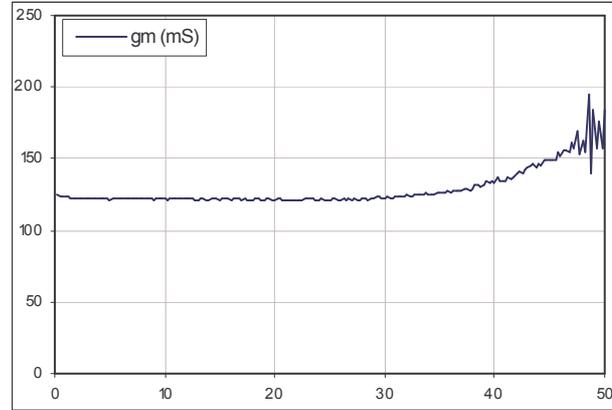
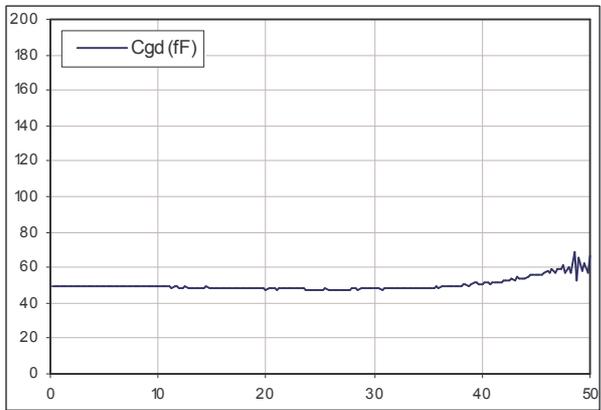
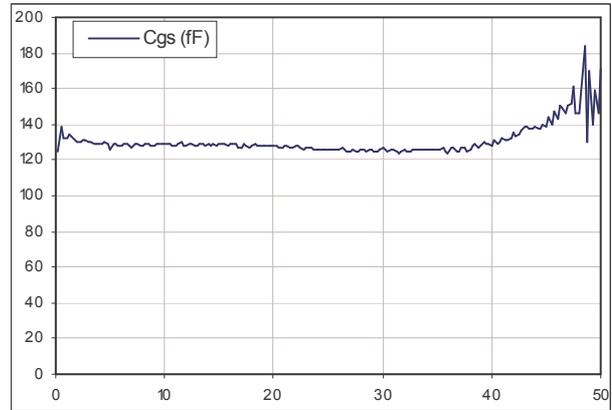
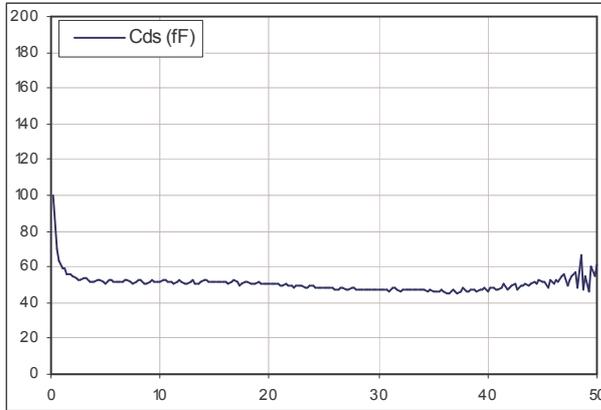
$$\tau = \frac{1}{\omega} \times \arcsin \left(\frac{\text{Im}(Y_{12}) - \text{Im}(Y_{21}) - R_i \times C_{GS} \times \omega \times (\text{Re}(Y_{21}) - \text{Re}(Y_{12}))}{G_m} \right) \quad (4.34)$$

$$C_{DS} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (4.35)$$

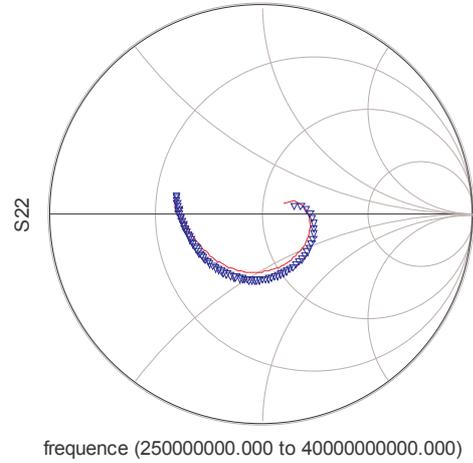
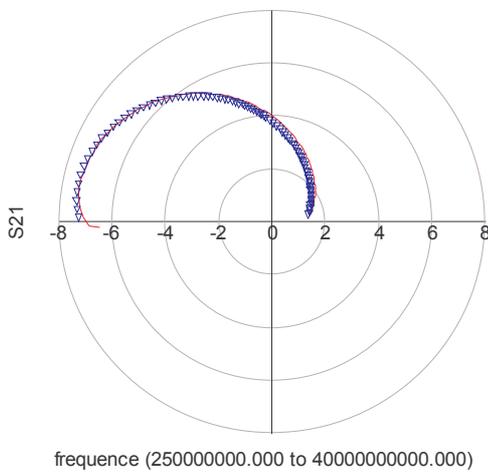
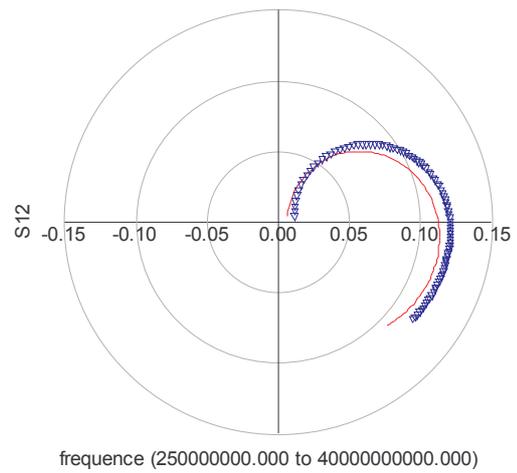
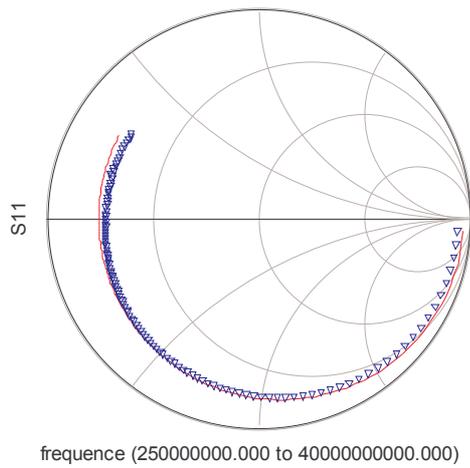
$$G_D = \text{Re}(Y_{22}) + \text{Re}(Y_{12}) \quad (4.36)$$

$$\text{Avec } D_1 = 1 + (R_i \times C_{GS} \times \omega)^2. \quad (4.37)$$

Annexe 4.5 : Evolution des éléments intrinsèques du transistor en fonction de la fréquence pour $V_{DS}=2V$ et $V_{GS}=-0.2V$.



Annexe 4.6 : Comparaison des paramètres de dispersion provenant du modèle avec ionisation par impact et des mesures du transistor HEMT polarisé dans une zone d'ionisation par impact à $V_{DS}=4\text{Volts}$ et $V_{GS}=-0.2\text{Volt}$.



Annexe 4.7 : Calcul du paramètre Y_{22} avec ionisation.

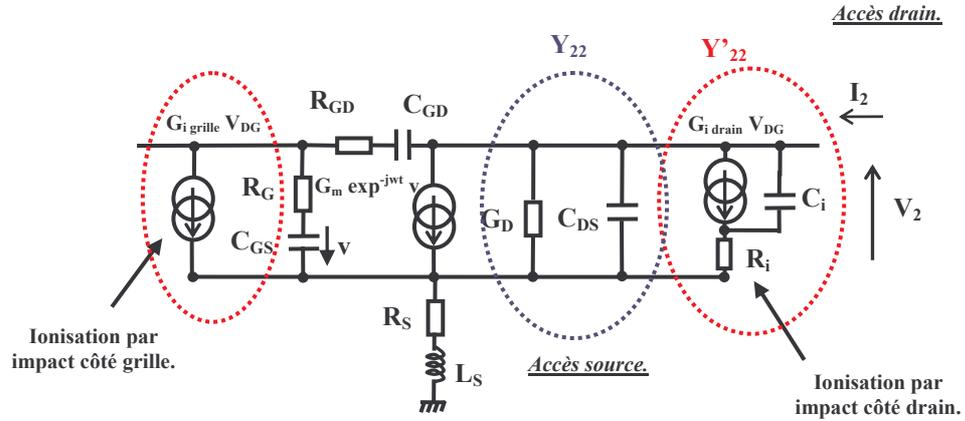


Figure 4.38 : Schéma électrique équivalent du transistor HEMT tenant en compte l'ionisation par impact.

$$Y_{22_globale} = Y_{22} + Y'_{22} = G_D + jC_{DS}\omega + \frac{G_{i_Drain} + jC_i\omega}{1 + jR_iC_i\omega} \quad (4.38)$$

$$Y_{22_globale} = G_D + j \times C_{DS} \times \omega + \frac{(G_{i_Drain} + jC_i\omega) \times (1 - jR_iC_i\omega)}{(1 + jR_iC_i\omega) \times (1 - jR_iC_i\omega)} \quad (4.39)$$

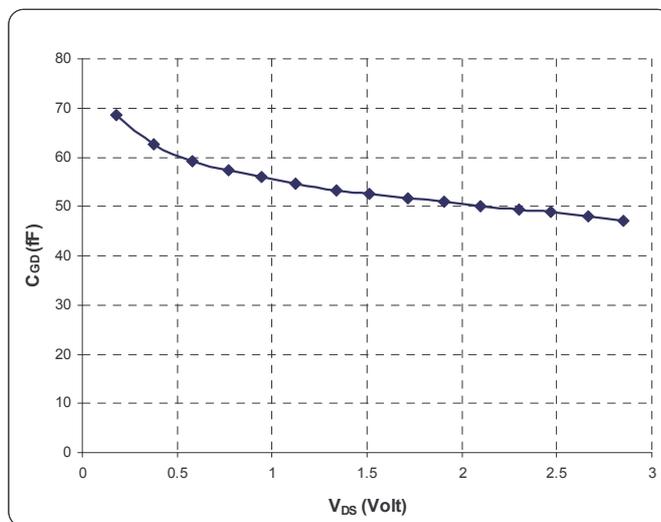
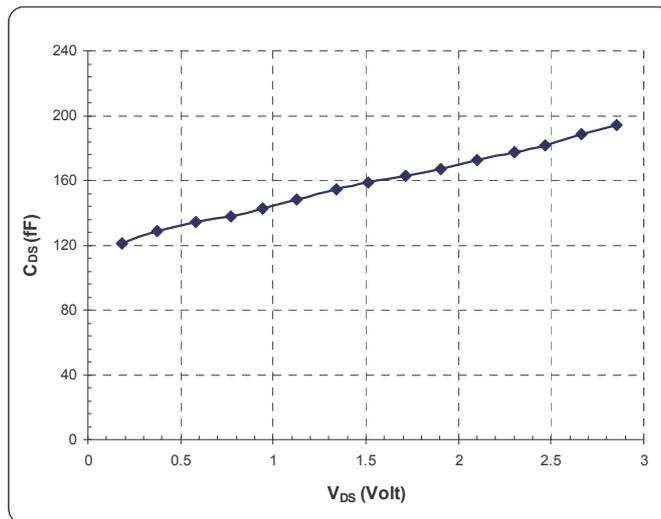
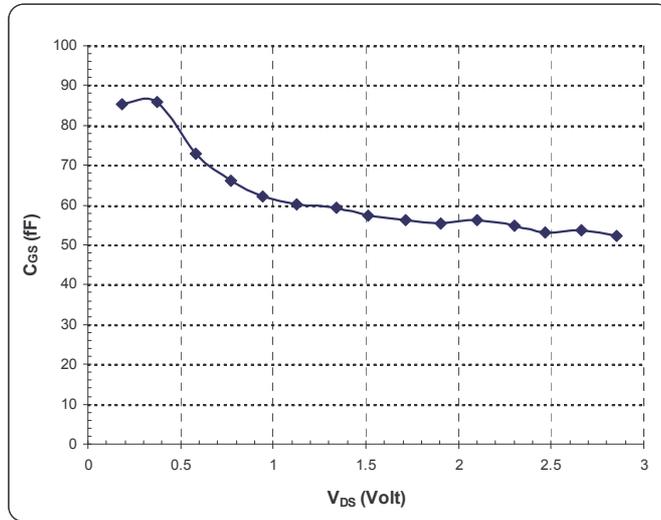
$$Y_{22_globale} = G_D + j \times C_{DS} \times \omega + \frac{G_{i_Drain} - G_{i_Drain} \times jR_iC_i\omega + jC_i\omega + R_iC_i^2\omega^2}{1 + R_i^2C_i^2\omega^2} \quad (4.40)$$

$$\text{Re}(Y_{22_globale}) = G_D + \frac{G_{i_Drain} + R_iC_i^2\omega^2}{1 + R_i^2C_i^2\omega^2} \quad (4.41)$$

$$\text{Im}(Y_{22_globale}) = C_{DS}\omega + \frac{C_i\omega - G_{i_Drain}R_iC_i\omega}{1 + R_i^2C_i^2\omega^2} \quad (4.42)$$

$$\text{Im}(Y_{22_globale}) = C_{DS}\omega + \frac{C_i\omega \times (1 - G_{i_Drain}R_i)}{1 + R_i^2C_i^2\omega^2} \quad (4.43)$$

Annexe 4.8 : Evolution des capacités intrinsèques CDS, CGS et CGD en fonction de la tension intrinsèque drain source.



4.7 Bibliographie.

- [1] Impact ionization in AnAlAs/InGaAs HFET's.
A. A. MOOLJI et al.,
IEEE Electronic Device Letters, Vol. 15, n°8, pp. 313-315, August 1994.

- [2] High-speed, high-gain InP-based heterostructure FET's with high breakdown voltage and low leakage.
W. PROST et al.,
in 7th Int. Conf. Proc. Indium Phosphide and Related Materials, Hokkaido, Japan, May 1995, pp. 729-732.

- [3] Characterization and analysis of a new gate leakage mechanism at high drain in InAlAs/InGaAs heterostructure field-effect transistors.
U. AUER et al.,
8th Int. Conf. Proc. Indium Phosphide and Related Materials, April 1996, pp. 650-653.

- [4] A new small signal equivalent circuit of HEMT's with special emphasis on impact ionization effect.
C. GAQUIERE et al.,
8th European Heterostructure Technology Workshop, Wales, Cardiff, September 1998.

- [5] A 110GHz Large-signal Lookup-Table Model for InP HEMTs Including Impact Ionization Effects.
A. ORZATI et al.,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, n°2, pp. 468-474, February 2003.

- [6] Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l'amplification de puissance dans la bande Ka.
C. GAQUIERE,
Thèse, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 13 Novembre 1995.

- [7] Dispositifs et circuits intégrés semi-conducteurs.
A. VAPAILLE et R. CASTAGNE.
DUNOD.
- [8] Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques.
H. Mathieu.
2ième édition, MASSON.
- [9] Impact ionization phenomena in AlGaAs/GaAs HEMT's.
C. CANALI et al.,
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 38, n°11, pp. 2571-2573, November 1991.
- [10] Normalized thermoionic field emission in metal-semiconductor barriers.
C.R CROWELL et al.,
Solid State Electronics, Vol. 12, pp. 89-105, 1969
- [11] A new Method for determining the FET small-signal equivalent circuit.
G. DAMBRINE et al.,
IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques, Vol. 36, n°7, pp. 1151-1159, Oct. 1988.
- [12] Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination du schéma équivalent.
Gilles DAMBRINE,
Thèse, 'Université des Sciences et Technologies de Lille 1, Mars 1989.
- [13] Etudes théorique et expérimentales de transistors HEMT's de la filière Nitrure de Gallium pour les applications de puissance hyperfréquences.
Matthieu Werquin,
Thèse, Université de lille, Décembre 2005.

- [14] RF Measurement of Impact Ionization and its temperature dependence in AlSb/InAs HEMT's.
W. KRUPPA et al.,
in 6th Int. Conf. Proc., Indium Phosphide and Related Materials, Santa Barbara, CA,
March 1994, pp. 339-342.
- [15] Investigation and Modeling of Impact Ionization with Regard to the RF and Noise behaviour of HEMT.
R. REUTER et al.,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, n°6, pp. 977-983,
June 1997.
- [16] L'ionisation par impact dans les HEMTs.
P. MIRAUMONT,
Rapport de stage, Janvier 1998.

CHAPITRE 5 :

***Analyse temporelle des effets limitatifs en régime
grand signal des transistors HEMT de la filière
AlInN/GaN sur substrat SiC.***

5.1 Introduction.

Depuis ces quinze dernières années, de nombreuses études ont été menées sur le développement des transistors à effet de champ à hétérojonction (HFET) basé sur une hétérostructure *AlGaN / GaN* de type Wurtzite. En effet, le nitrure de gallium grâce à sa bande interdite importante, son champ de claquage élevé, sa stabilité thermique associés aux propriétés de transport est un candidat idéal pour les applications de fortes puissances aux fréquences micro-ondes. Depuis, grâce à l'amélioration de la qualité des couches cristallines et à la maîtrise des différentes étapes technologiques, des densités de puissance importantes ont été atteintes. Plusieurs démonstrateurs ont été réalisés et ont fourni des niveaux de puissance de l'ordre de 60Watts à 10GHz et de 800Watts dans la bande S [1], [2], [3], [4] et [5]. Aujourd'hui, ces composants sont actuellement commercialisés et vont certainement, dans un avenir proche remplacer progressivement la filière III-V conventionnelle AsGa ou les amplificateurs à ondes progressives pour les applications radar et de télécommunication nécessitant de fortes puissances dans la gamme de fréquences 1 à 18GHz.

Cependant, le potentiel de ces transistors pourrait encore être amélioré en utilisant une filière alternative basée sur l'hétérostructure *AlInN / GaN* de type Wurtzite. En effet, cette nouvelle hétérostructure permet d'obtenir un gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface avec une concentration d'électrons pouvant atteindre des valeurs de l'ordre $4 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ [6]. Ce niveau de concentration d'électrons dans le gaz à l'interface de l'hérostructure ne peut être atteint avec des semiconducteurs plus conventionnels comme le GaAs malgré un dopage important de la couche donneuse, ni même par la structure *AlGaN / GaN* pour laquelle la densité d'électrons reste toujours inférieure à $1.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$. Avec cette hétérostructure, l'accord de maille est possible entre *AlInN* et le *GaN* avec un pourcentage d'Aluminium dans la barrière de 81%. Dans ces conditions, seule la polarisation spontanée engendre des champs électriques permettant la formation d'un gaz bidimensionnel d'électron dans le GaN, avec des densités de porteurs très élevées. Cela permet d'obtenir de fortes densités de courant de l'ordre de 2 A/mm [7]. De plus, grâce à l'accord de maille entre l' *Al_{0.81}In_{0.19}N* et le *GaN*, il a été démontré que ce matériau pouvait être un excellent candidat pour des applications de fortes puissances, de l'ordre de 6.8W/mm à 10GHz [8]. Ensuite, il a été démontré que des composants réalisés sur cette hétérostructure *AlInN / GaN* étaient capables d'opérer à des températures extrêmes de l'ordre de 1000°C [9] et [10]. Enfin, cet accord de maille peut être aussi un critère important pour la fiabilité de cette filière.

Par ailleurs, il a été démontré expérimentalement que cette filière est très prometteuse pour les applications aux très hautes fréquences [11]. En effet, une étude a été menée au laboratoire afin de caractériser les fréquences de coupure du gain en courant extrinsèque F_T sur des transistors HEMTs *Al_{0.81}In_{0.19}N / GaN* sur substrat saphir pour différentes longueurs de grille allant de 500 à 80 nm. Les mesures ont montré une bonne évolution de la fréquence de coupure du gain en courant extrinsèque F_T en fonction de la longueur de grille. Cette étude a révélé que contrairement à l'hétérostructure *AlGaN / GaN*, ce nouveau matériau ne présentait pas de limitation due au rapport d'aspect [12]. Récemment, une fréquence de coupure du gain en courant intrinsèque de 172GHz a été mesurée sur un HEMT avec une longueur de grille de 60nm et utilisant une barrière *Al_{0.86}In_{0.14}N* de 6nm [13].

Malgré ces nombreux avantages potentiels, des effets de pièges sont présents et limitent à ce jour les performances en puissance des composants. Ces effets de pièges ont largement été étudiés sur la filière *AlGaN/GaN*. Ces différentes études ont permis de mieux comprendre l'origine de ces pièges en vue d'améliorer la qualité des épitaxies, d'optimiser les étapes technologiques comme le prétraitement de surface et la passivation, et d'améliorer la topologie des transistors en utilisant, par exemple, une technologie de type « field plate » [14], [15], [16] et [17]. Au laboratoire, plusieurs bancs ont été développés afin d'étudier et d'analyser ces phénomènes physiques [16], [17], [18] et [19].

Dans ce dernier chapitre, nous présenterons les résultats expérimentaux d'une étude de passivation et de prétraitement de surface effectuée sur des transistors HEMT *Al_{0.81}In_{0.19}N / GaN* dans le cadre du contrat européen « Ultra GaN ». Dans un premier temps, nous présenterons les paramètres technologiques des composants étudiés ainsi que la passivation et le prétraitement. Dans un deuxième temps, les résultats expérimentaux seront présentés au travers des différentes mesures électriques statiques en régime continu et pulsé et des mesures hyperfréquences en régime petit et grand signal. Nous verrons l'avantage d'utiliser l'analyseur de réseau non linéaire à charge active pour cette étude de passivation. En confrontant les mesures provenant de l'analyseur de réseau non linéaire aux mesures statiques en régime pulsé, nous pourrions voir une des limitations du banc en régime pulsé. Enfin, nous essayerons d'analyser les origines de ces pièges.

5.2 Etude expérimentale.

5.2.1 Description du composant étudié.

La croissance de cet échantillon a été réalisée par MOCVD (« Metal Organic Chemical Vapour Deposition ») au laboratoire commun TIGER, par Marie-Antoinette Poisson sur un substrat SiC de 2 pouces. La structure de l'échantillon est présentée sur la figure 5.1. Elle est composée d'une hétérostructure $Al_{0.82}In_{0.18}N / AlN / GaN$ possédant une barrière de 11nm ainsi qu'un « spacer » d' AlN , de 1nm d'épaisseur permettant d'accroître la mobilité des électrons de manière significative. Cette épitaxie possède une densité de porteurs N_s de l'ordre $1.9 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$, une résistance carré de $320 \Omega/\square$ et une mobilité de l'ordre de $1200 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ à température ambiante.

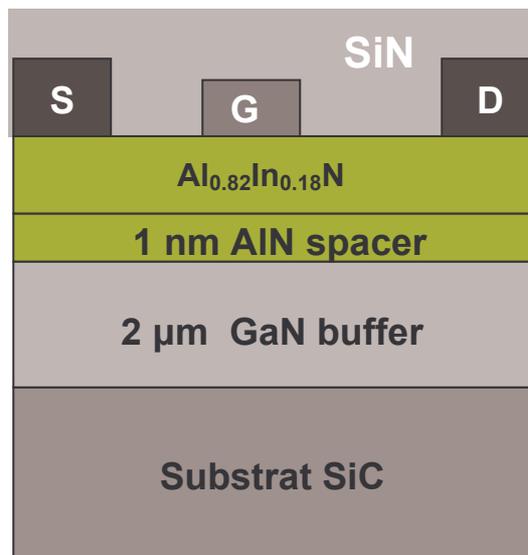


Figure 5.1 : Représentation de la structure du HEMT AlInN/GaN sur substrat SiC.

Dans notre étude, les composants réalisés et étudiés sont des transistors de type HEMT, de développement $2 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$. La forme des grilles est rectangulaire. Le contact Schottky a été réalisé par évaporation de Ni et d' Au à l'aide d'une lithographie électronique. Les contacts ohmiques ont été réalisés en Ti/Al/Ni/Au précédé d'un traitement de surface à base de HCl et suivi d'un recuit à 890°C pendant 30 secondes. L'ensemble des étapes technologiques a été réalisé par Farid Medjdoub à l'Université de Ulm en Allemagne dans le cadre du contrat européen « Ultra GaN ».

L'étape de passivation est un point technologique essentiel et critique [17]. Elle a des répercussions importantes sur les performances en fréquence et en puissance. Afin d'optimiser cette étape technologique, une étude de passivation et de prétraitement de surface a été effectuée pour observer leur influence sur les caractéristiques électriques et plus particulièrement sur les performances en puissance. Pour cela, avant de réaliser les étapes technologiques communes et l'étape de passivation, un wafer de deux pouces a été découpé en trois. Ces trois échantillons ont subi les traitements suivants :

- ✓ Echantillon n°1 : composant non passivé.
- ✓ Echantillon n°2 : composant passivé par du SiN (200nm).
- ✓ Echantillon n°3 : composant passivé par du SiN (200nm) et avec un prétraitement de trois minutes NH₃

Avec ce prétraitement, on peut espérer que l'hydrogène apporté par ce plasma NH₃ se combine avec l'oxygène présent en surface de l'échantillon pour former des liaisons O-H qui pourraient minimiser l'impact de l'oxygène. Avec cette réaction chimique, on modifie la densité et les propriétés électroniques des pièges en surface.

Avec ces trois échantillons, nous pourrions analyser dans un premier temps l'influence de la passivation en comparant les échantillons 1 et 2, pour dans un deuxième temps analyser l'influence du traitement de surface en observant les différences de résultats entre les échantillons 2 et 3.

5.2.2 Caractérisation statique.

Nous avons tout d'abord effectué une caractérisation statique sur des transistors de développement $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ sur les trois échantillons. Le tableau 5.1 résume les principales caractéristiques statiques moyennes obtenues pour une dizaine de composants par échantillon. Nous avons caractérisé plusieurs transistors pour chaque échantillon afin de prendre en compte les effets de disparité sur un même échantillon.

Echantillon	$I_{D\ MAX}$ (mA/mm) $V_{DS}=10V$ $V_{GS}=+1V$	R_{DS} (Ω)	I_{GS} (μ A/mm) $V_{DS}=20V$ $V_{GS}=-4V$	$G_{m\ MAX}$ (mS/mm) pour $V_{DS}=15V$	Tension de pincement (V)
1 non passivé	1080 (+/-30mA)	28 (+/-1)	-320 (+/-80)	280 (+/-30mS)	-3.5 (+/-0.2V)
2 Passivé	1040 (+/-10mA)	40 (+/-2)	-81 (+/-15)	270 (+/-20mS)	-3.3 (+/-0.1)
3 Passivé+NH ₃	1048 (+/-3mA)	33 (+/-1)	-3000 (+/-700)	305 (+/-5mS)	-2.75 (+/-0.05)

Tableau 5.1 : Synthèse des principales caractéristiques électriques statiques des transistors $2*50*0.25\mu m^2$ sur les trois échantillons (valeur moyenne – dispersion des résultats).

Nous pouvons noter de manière générale que la passivation et le traitement de surface n'affectent pas les performances statiques du transistor de façon notable et réduit la dispersion sur les paramètres électriques mesurés. Nous pouvons observer pour les échantillons passivés n°2 et 3, une légère diminution du courant maximal de drain I_{DSS} de l'ordre de 4% au maximum. La passivation SiN n'augmente pas le courant de grille inverse. Néanmoins, on peut noter une augmentation de ce dernier, pour l'échantillon n°3 qui a subi un traitement de surface NH₃. Au niveau des tensions de pincement, une légère disparité existe entre les différents échantillons. Les variations d'un échantillon à l'autre nous semblent modestes dues à l'immaturité du « process », à l'exception du courant de grille de l'échantillon n°3 qui présente un courant de grille dix fois plus élevé. Cette augmentation est attribuée au traitement de surface.

5.2.3 Caractérisation petit signal.

Des mesures de paramètres de dispersion ont été effectuées sous pointes coplanaires jusque 50GHz à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel afin de caractériser les différentes fréquences de coupure extrinsèques du transistor sur les trois échantillons. Le tableau 5.2 résume les principales caractéristiques hyperfréquences.

Echantillon	$ H_{21} ^2_{\max}$ (dB) à 10GHz pour $V_{DS}=20V$ et V_{GS} optimale	F_T (GHz) pour $V_{DS}=20V$ et V_{GS} optimale	F_{MAX} (GHz) pour $V_{DS}=20V$ et V_{GS} optimale	F_{MAG} (GHz) pour $V_{DS}=20V$ et V_{GS} optimale
1 Non passivé	9.8 (+/-0.2dB)	30 (+/-2GHz)	59 (+/-1GHz)	51 (+/-1GHz)
2 Passivé	10.8 (+/-0.3dB)	34 (+/-2GHz)	74 (+/-1GHz)	57 (+/-1GHz)
3 Passivé+NH ₃	10 (+/-0.2dB)	31 (+/-1GHz)	62 (+/-1GHz)	54 (+/-1GHz)

Tableau 5.2 : Synthèse des principales caractéristiques hyperfréquences petit signal des transistors $2*50*0.25\mu m^2$ sur les trois échantillons (valeur moyenne – dispersion des résultats).

A partir de ce tableau, nous pouvons observer que l'effet de la passivation ne dégrade pas les performances des différentes fréquences de coupure, mais au contraire les améliore. La passivation pourrait améliorer les effets de surface entre la grille et le drain et en conséquence diminuer la longueur effective de grille. En effet, pour l'échantillon n°2, la passivation améliore les fréquences de coupure F_{MAX} et F_{MAG} respectivement de l'ordre de 20% et 10%. Les écarts entre les échantillons 2 et 3 ne peuvent être directement expliqués. Néanmoins, l'évolution du gain unilatéral U en fonction de la fréquence ne respecte pas rigoureusement une pente de 20dB/dec. L'interpolation apporte donc une incertitude sur la détermination de la fréquence maximum d'oscillation F_{MAX} .

5.2.4 Caractérisation en mode pulsé.

Les caractérisations statiques et petit signal nous ont permis de connaître les caractéristiques électriques des transistors. Pour observer plus précisément l'effet de chaque traitement, nous avons effectué des mesures pulsées avant de passer aux mesures en régime grand signal.

5.2.4.1 Description du banc de mesure en impulsions.

Ce banc mesure les caractéristiques statiques et hyperfréquences du composant en mode pulsé. Il a été développé en 1998 au laboratoire par Christophe Gaquière et Jean Louis Laffont et est amplement décrit dans les références [18] et [20]. Ce banc de mesures est entièrement automatisé et a subi de nombreuses améliorations au cours de ces dernières années au niveau matériel et logiciel afin d'être en adéquation avec les composants à base de semiconducteur large bande interdite. Il permet d'étudier les effets limitatifs (pièges, thermique, non linéarité...) des composants à l'aide de mesures en régime statique et hyperfréquence en mode pulsé, sous pointes coplanaires et cela jusque 50GHz. Le synoptique est représenté sur la figure 5.2.

Deux générateurs d'impulsions permettent d'injecter des impulsions synchronisées sur la grille et le drain du transistor à caractériser. Chaque alimentation permet de superposer aux impulsions une polarisation continue. Les impulsions des tensions sont mesurées par l'intermédiaire de sondes passives associées à un oscilloscope. Le courant de drain est mesuré grâce à une sonde à effet Hall associée à un amplificateur dont la sortie est connectée à un oscilloscope. Avec ce banc, nous pouvons injecter des impulsions hyperfréquences, synchrones des impulsions de polarisation afin de mesurer les paramètres de dispersion du composant en régime pulsé jusque 50GHz. Comme nous l'avons vu dans les chapitres 3 et 4, ce type de banc

est particulièrement utile pour élaborer des modèles électriques décrivant le comportement en régime grand signal des transistors de puissance tout en tenant compte des effets de pièges et des effets thermiques dans le semiconducteur.

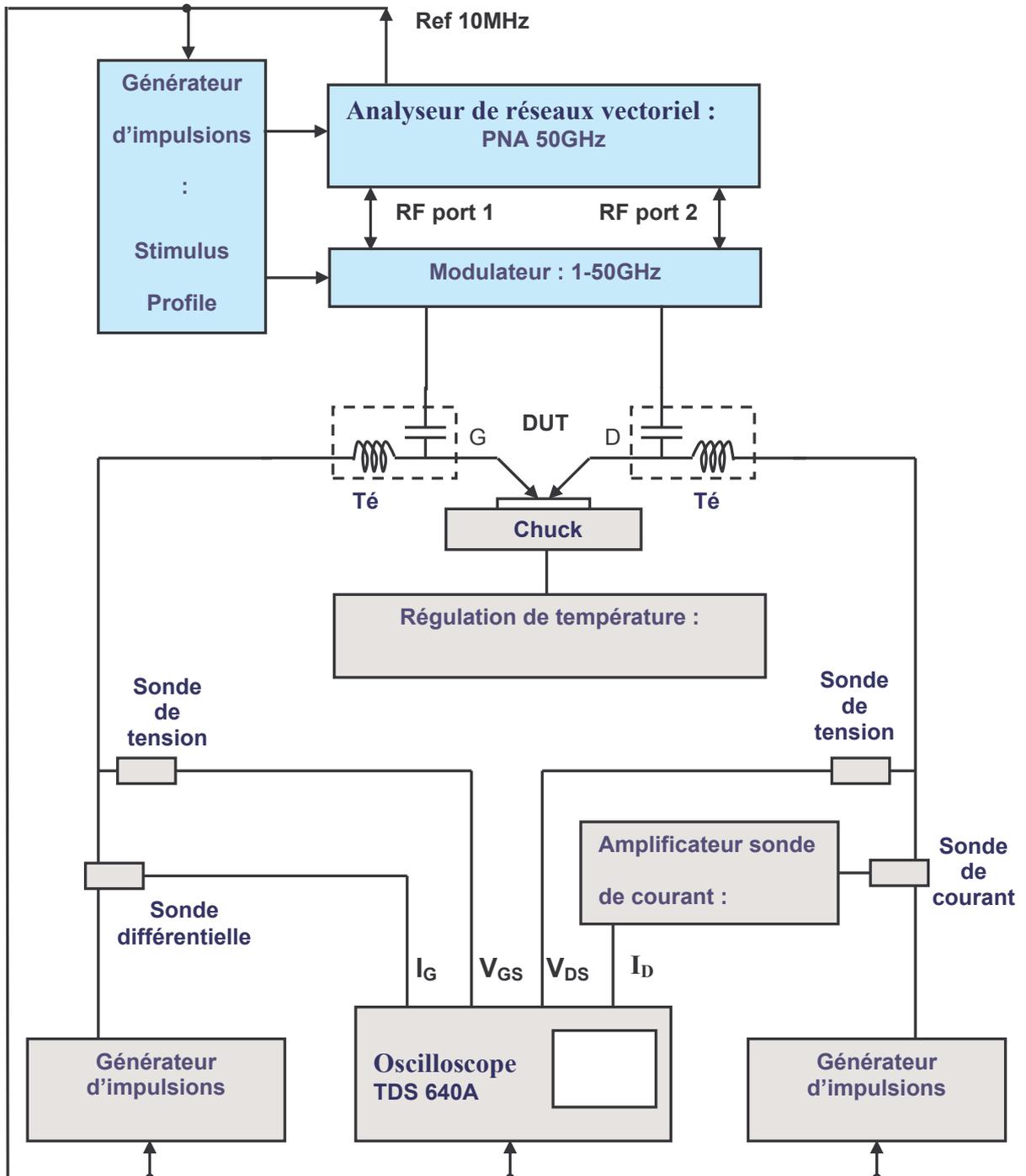


Figure 5.2 : Synoptique du banc de mesures statique et hyperfréquence en mode pulsé.

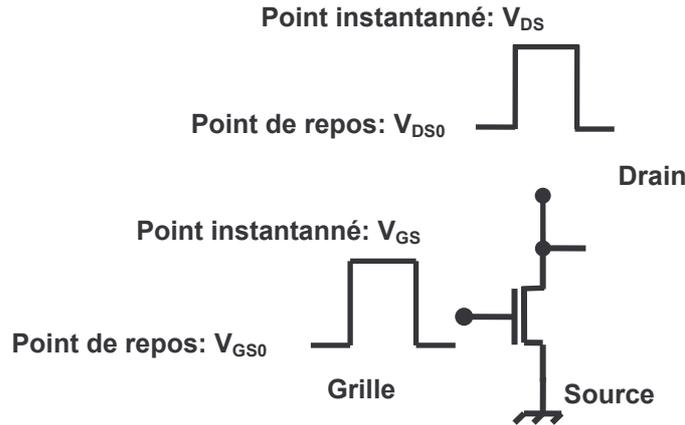


Figure 5.3 : Schématisation des impulsions de drain et de grille.

Une autre spécificité de ce banc est de permettre l'étude des effets de pièges dans un semiconducteur à partir des mesures I_D - V_{DS} . Pour cela, nous avons utilisé ce banc uniquement en régime statique pulsé afin de mesurer le réseau I_D - V_{DS} pour les trois points de repos suivants :

- ✓ $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, 0V)$.
- ✓ $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, V \text{ pincement})$.
- ✓ $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (20V, V \text{ pincement})$: classe B.

Ces trois points de repos sont judicieusement choisis afin d'avoir le même état thermique pour le composant, tout en modifiant les états de pièges de ce dernier. Comme la température a une forte influence sur les effets de pièges dans un semiconducteur, nous avons choisi trois points de repos pour lesquels le transistor ne chauffe pas ($I_{DS0} \times V_{DS0} = 0$) afin d'éliminer l'influence de la thermique et de mettre en évidence les effets de pièges fixés par la polarisation du point de repos durant la caractérisation électrique.

Le premier point de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, 0V)$ va nous permettre d'avoir une référence des pièges dans le semiconducteur sans présence de champ électrique. Avec le deuxième point de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, V \text{ pincement})$, nous allons pouvoir mettre en évidence les pièges sous la grille. Cela nous permettra d'avoir une information sur la qualité de l'épithaxie et du contact Schottky.

Le troisième et dernier point de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (20V, V \text{ pincement})$ va mettre en exergue les pièges en volume dans le semiconducteur, ainsi que les pièges en surface entre la grille et le drain, là où le champ électrique est intense. Il est à noter que ce point de repos est proche de la configuration du régime grand signal. Souvent, le réseau I_D - V_{DS} de ce point de

repos est utilisé pour calculer le niveau de la puissance escomptée en sortie du transistor pour une tension drain source V_{DS} donnée. L'annexe 5.1 explique la procédure de calcul de cette puissance de sortie escomptée.

Avant de commencer l'analyse des mesures pulsées, il est important d'optimiser la largeur et la période de ces impulsions. En effet, la largeur des impulsions doit être suffisamment courte devant la constante de temps d'établissement de la thermique avec un taux de remplissage faible afin de considérer la température interne du transistor indépendante de la polarisation instantanée.

$$\text{Taux_de_remplissage} = \frac{\text{durée_d'impulsion}}{\text{Période_de_l'impulsion}} \quad (5.1)$$

D'après les études thermiques menées sur des transistors HEMT de la filière AlGaN/GaN, la constante de temps de l'établissement thermique est de l'ordre de la microseconde [20]. En conséquence, les largeurs des impulsions doivent être inférieures à la microseconde afin de considérer l'élévation de la température négligeable durant la mesure instantanée en régime pulsé.

De même, on peut appliquer un raisonnement identique pour les effets de pièges. Néanmoins, il est plus difficile de connaître les temps d'établissement des pièges. Ils peuvent varier énormément suivant la nature de l'épitaxie, mais aussi en fonction d'autres paramètres comme la température, la tension de polarisation et l'illumination. Il est donc difficile de prédire cette constante de temps. Cependant, les valeurs relevées dans la littérature et mesurées au sein du laboratoire pour les hétérostructures AlGaN/GaN sont généralement bien supérieures à la microseconde [19].

Pour ces deux raisons, nous avons choisi des durées d'impulsions inférieures à 1 microseconde afin de négliger l'influence des pièges et de la thermique à la polarisation instantanée sur les caractéristiques des composants vis-à-vis des points de repos. Malheureusement, certains éléments du banc de mesures comme les câbles et les circuits de polarisation présentent des capacités et des inductances parasites non négligeables. Ces éléments parasites vont engendrer des « overshoot » sur les formes d'ondes temporelles des tensions et courants de polarisation. Pour minimiser ce phénomène, nous devons imposer un temps de montée sur les impulsions de polarisation. Ainsi, la durée des impulsions a été limitée à une valeur minimale de 300 nanosecondes avec des temps de montée et de descente de 30

nanosecondes permettant d'obtenir un bon compromis entre la largeur d'impulsion et les effets parasites. Couramment, nous prenons des largeurs d'impulsions de l'ordre de 300 nanosecondes avec une période de 5 microsecondes, nous donnant un taux de remplissage de l'ordre 8%.

5.2.4.2 Description et analyse des mesures pulsées.

5.2.4.2.1 Echantillon n°1 : composant non passivé.

Les mesures effectuées sur cet échantillon non passivé seront des références car les autres échantillons sont issus de la même plaque et ont subi une passivation standard SiN avec ou sans prétraitement de surface NH₃. La figure 5.4 compare les résultats des mesures pulsées pour les trois points de repos (V_{DS0} , V_{GS0}) = (0V, 0V), (V_{DS0} , V_{GS0}) = (0V, V pincement) et (V_{DS0} , V_{GS0}) = (20V, V pincement). Ces réseaux sont obtenus pour des tensions grille source V_{GS} allant de -4Volts à +1Volts par pas de 1Volts.

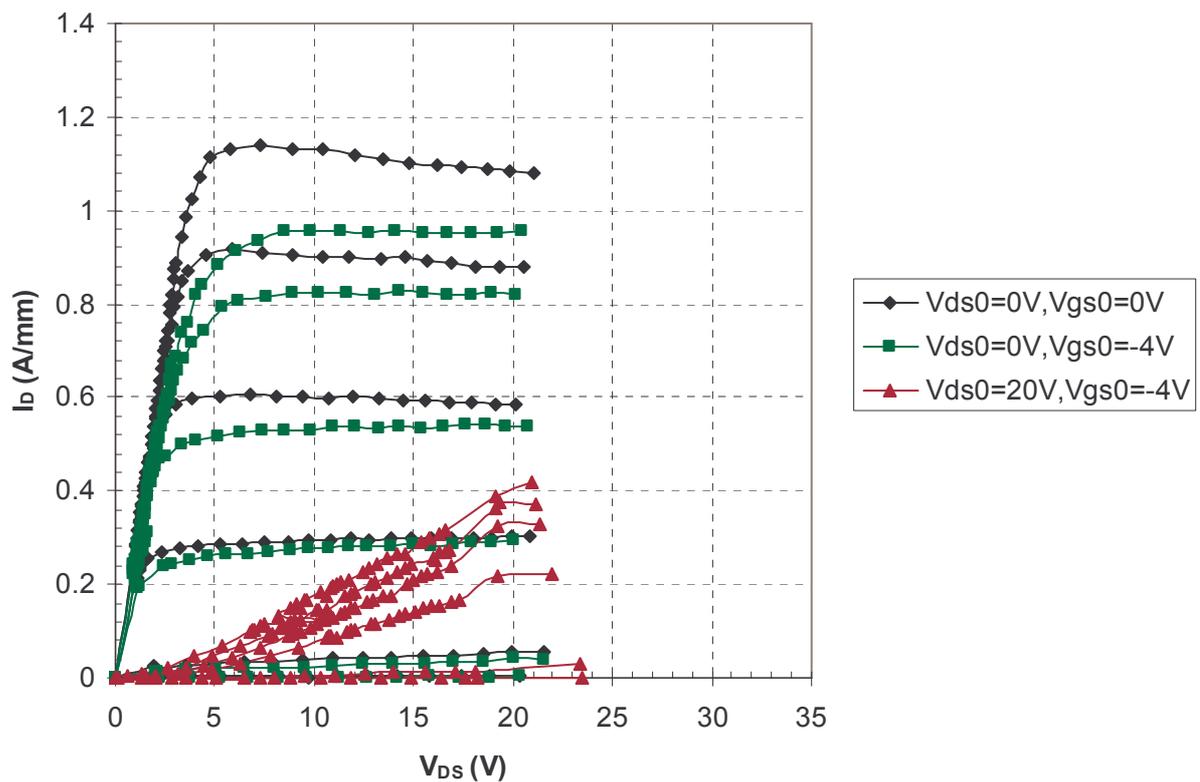


Figure 5.4 : Mesures pulsées d'un HEMT AlInN/GaN 2*50*0.25 μ m² non passivé, pour trois points de repos (0,0), (0,V pincement) et (20V, V pincement). V_{GS} instantané allant de -4Volts à +1Volt par pas de 1Volt.

Lorsque l'on compare le point de repos (0V, V pincement) à celui de référence (0V, 0V), on peut noter une diminution de la densité maximale du courant de drain avec une très légère différence au niveau des tensions de déchet et donc des résistances d'accès.

Par contre, pour le point de repos (20V, V pincement), nous observons une très grande disparité sur les caractéristiques I_D - V_{DS} . En effet, on obtient seulement une densité maximale du courant de drain de 0.18A/mm pour $V_{DS}=10$ Volts à $V_{GS}=+1$ Volts, soit une baisse de 86% du courant de drain. De plus, on peut noter une forte augmentation des résistances d'accès. De ce fait, il est difficile de distinguer la zone ohmique de la zone de saturation. Ainsi, on obtient une valeur de R_{DS} dans la zone ohmique, de 550 ohms pour le point de repos (20V, V pincement) contre 35 ohms pour le point de repos de référence (0V, 0V). Ces effets dits de « Drain Lag » sont principalement dus aux pièges présents en grande quantité.

A partir des mesures pulsées effectuées au point de repos (20V, V pincement) et en appliquant la méthode de calcul décrite dans l'annexe 5.1, nous pouvons calculer le niveau de la puissance escomptée en sortie du transistor. Après calcul et en prenant une tension de déchet de 15.5Volts, nous pouvons espérer atteindre une densité de puissance de l'ordre de 0.35Watt/mm pour une tension drain source de 20Volts associée à une droite de charge optimale en ne supposant aucune limitation liée aux zones d'instabilité.

5.2.4.2.2 Echantillon n°2 : composant passivé sans prétraitement.

Cet échantillon a été passivé avec du SiN et sans prétraitement. La figure 5.5 représente les mesures pulsées I_D - V_{DS} pour des tensions grille source V_{GS} allant de -4Volts à +2Volts par pas de 2Volts et pour les trois points de repos (V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, 0V), (V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, V pincement) et (V_{DS0}, V_{GS0}) = (20V, V pincement).

Quelque soit le point de repos, nous constatons une nette amélioration des réseaux pulsés I_D - V_{DS} vis-à-vis de l'échantillon n°1, non passivé, à savoir une diminution des effets de « Gate Lag » et « Drain Lag » sur le courant maximal de drain I_D . En analysant et comparant les mesures du point de repos (0V, V pincement) à celui de référence (0V, 0V), nous remarquons qu'il y a peu de différence, hormis une légère perte du courant maximal de drain pour de faibles tensions drain source V_{DS} et donc de faibles tensions V_{GD} . Néanmoins, les résistances d'accès semblent identiques entre ces deux point de repos.

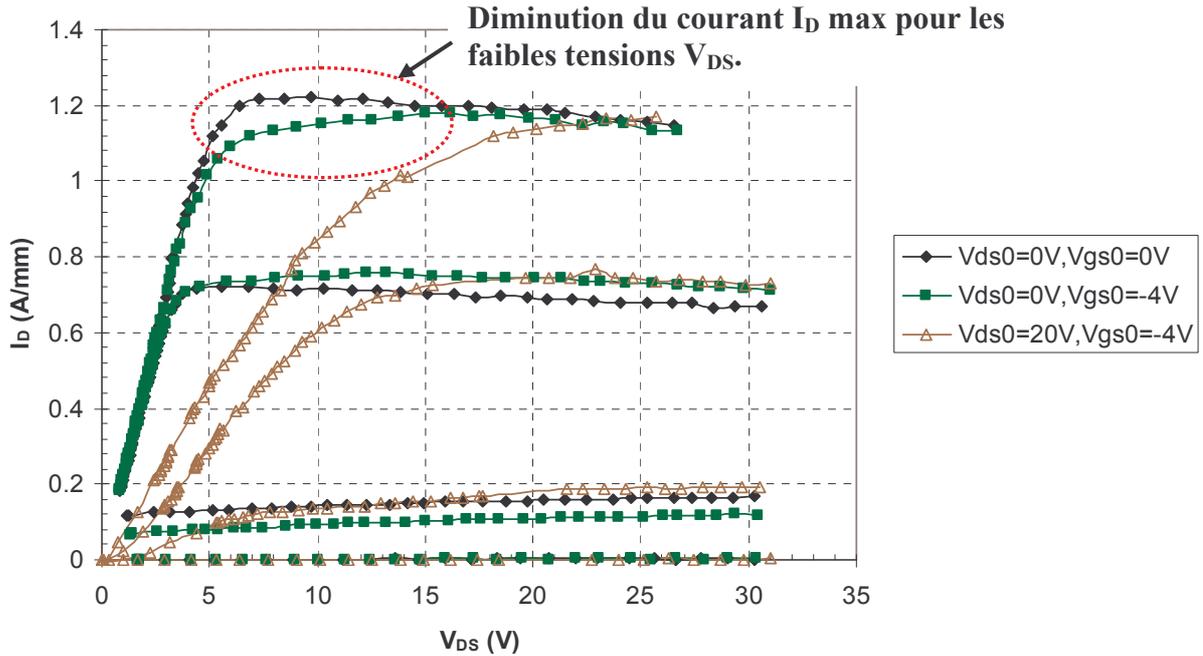


Figure 5.5 : Mesures pulsées d'un HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu m^2$ avec passivation SiN et pour trois points de repos $(0,0)$, $(0, V$ pincement) et $(20V, V$ pincement). V_{GS} allant de $-4Volts$ à $+2Volts$ par pas de $2Volts$.

Lorsque l'on atteint des tensions drain source plus importantes, c'est-à-dire supérieures à 15Volts, on retrouve un courant de drain maximal identique entre les deux points de repos $(0V, 0V)$ et $(0V, V$ pincement).

Au niveau du « Drain Lag », on peut observer une plus grande disparité entre les deux points de repos $(0V, 0V)$ et $(20V, V$ pincement) et plus particulièrement dans la zone ohmique. On obtient une résistance R_{DS} de l'ordre de 110 ohms pour le point de repos $(20V, V$ pincement) contre 34 ohms pour le point de repos de référence $(0V, 0V)$.

Comme précédemment, à partir des mesures pulsées effectuées au point de repos $(20V, V$ pincement) et en appliquant la méthode de calcul décrite dans l'annexe 5.1, nous pouvons calculer le niveau de la puissance escomptée en sortie du transistor. Après calcul et en prenant une tension de déchet de 13Volts, nous pouvons espérer atteindre une densité de puissance de l'ordre de 2.1Watt/mm avec une tension drain source de 20Volts et une droite de charge optimale en supposant aucune limitation liée aux zones d'instabilité.

5.2.4.2.3 Echantillon n°3 : composant passivé avec un prétraitement de NH_3 durant 3 minutes.

Sur cet échantillon, nous avons réalisé un traitement de surface NH_3 pendant 3minutes avant la passivation SiN du composant. La figure 5.6 représente les mesures pulsées I_D - V_{DS} pour

des tensions grille source V_{GS} allant de -4Volts à +2Volts par pas de 2Volts. Nous obtenons une densité de courant de drain maximale de l'ordre de 1.28A/mm à $V_{DS}=10V$ et $V_{GS}=+2Volts$ et une résistance R_{DS} de l'ordre de 45 ohms pour le point de repos de référence (0V, 0V). En analysant le point de repos (0V, V pincement), on peut noter que les deux réseaux I_D-V_{DS} sont très proches. Néanmoins, on remarque une très légère perte du courant maximal de drain au niveau de la transition entre la zone ohmique et la zone saturée. Cet effet se traduit donc lorsque l'on a de faibles tensions drain source V_{DS} , des tensions grille source importantes et donc de faibles tensions V_{GD} . Lorsque l'on atteint des tensions drain source plus importantes, c'est-à-dire supérieures à 15Volts, on retrouve un courant de drain maximal identique entre les deux points de repos (0V, 0V) et (0V, V pincement). Cet effet de « Gate Lag » est similaire à celui du deuxième échantillon.

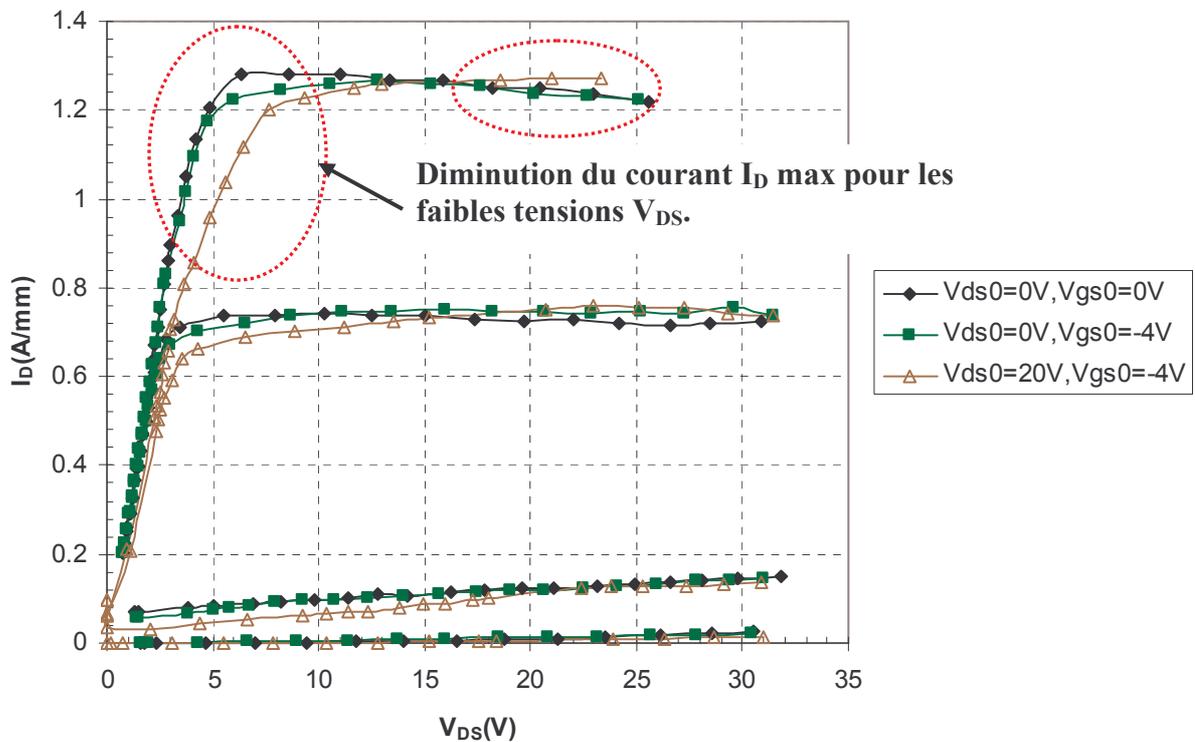


Figure 5.6 : Mesures pulsées d'un HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu m^2$ avec passivation SiN et 3 minutes de prétraitement en surface NH_3 et pour trois points de repos (0,0), (0, V pincement) et (20V, V pincement). V_{GS} allant de -4Volts à +2Volts par pas de 2Volts.

Au niveau du « Drain Lag », on remarque que le réseau I_D-V_{DS} est très proche de celui du point de repos de référence. Ce résultat est particulièrement remarquable. Ainsi, on obtient une valeur de R_{DS} dans la zone ohmique de l'ordre de 54 ohms pour le point de repos (20V, V pincement) contre 45 ohms pour le point de repos (0V, 0V). De même, nous observons que le

courant maximal de drain I_{DSS} à $V_{GS}=+2\text{Volts}$ est légèrement supérieur pour les tensions drain source importantes.

Comme précédemment, à partir des mesures pulsées effectuées au point de repos (20V, V pincement) et en appliquant la méthode de calcul décrite dans l'annexe 5.1, nous pouvons calculer le niveau de la puissance escomptée en sortie du transistor. Après calcul et en prenant une tension de déchet de 7.6Volts, nous pouvons espérer atteindre une densité de puissance de l'ordre de 4.1Watt/mm avec une tension drain source de 20Volts et une droite de charge optimale en supposant aucune limitation liée aux zones d'instabilité.

5.2.5 Caractérisation non linéaire.

Grâce aux mesures pulsées effectuées sur les trois échantillons, nous avons dans un premier temps observé les différents effets de pièges (« Gate Lag » et « Drain Lag ») en fonction des points de repos. Ces mesures pulsées, nous ont aussi permis d'estimer le niveau maximal de la puissance escompté en sortie du transistor pour chaque échantillon en appliquant la méthode de calcul décrite dans l'annexe 5.1.

Au regard des performances que nous pouvons escompter sur l'échantillon n°1, nous avons estimé qu'il n'était pas utile d'effectuer des mesures en régime grand signal sur cet échantillon. Sur les échantillons n°2 et n°3, nous avons effectué des mesures de type Loadpull à la fréquence de 4GHz, avec l'analyseur de réseau non linéaire (LSNA) en configuration de charge active. Les transistors ont été polarisés en classe A, avec une tension drain source de 20Volts afin d'être en adéquation avec les conditions expérimentales des mesures pulsées effectuées au point de repos (20V, V pincement). Grâce à la technique de charge active décrite dans le chapitre 3 [22], nous avons recherché l'impédance de charge optimale à présenter en sortie du composant donnant un maximum de puissance absorbée par cette charge. Grâce à ces mesures non linéaires, nous avons confronté les ellipses de charge obtenues à partir des données dans le domaine temporel aux réseaux I_D - V_{DS} obtenus à partir des mesures pulsées. Toutes les mesures non linéaires ont été effectuées sur le même transistor que pour les mesures pulsées (transistor de géométrie $2*50*0.25\mu\text{m}^2$).

5.2.5.1 Echantillon n°2 : composant passivé sans prétraitement.

Pour l'échantillon n°2, le niveau maximal de puissance de sortie a été obtenu pour une impédance de charge de $\Gamma_{LOAD} = 0.6_{20deg}^*$ pour une tension drain source de 20Volts, en classe A. La figure 5.7 montre l'évolution de la puissance maximale absorbée par la charge, du gain transducteur G_T et du rendement à puissance ajoutée PAE en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor HEMT.

Le gain transducteur G_T a pour valeur 12.5dB et est quasiment linéaire jusqu'à ce qu'une puissance de 7dBm soit disponible à l'entrée du transistor. On peut néanmoins remarquer que ce gain transducteur G_T décroît progressivement dans la zone « linéaire » lorsque la puissance disponible à l'entrée du transistor augmente. Le niveau à 1dB de compression donne un niveau de puissance de sortie de 19.3dBm, ce qui correspond à une densité de puissance de 851mW/mm. La densité de puissance de sortie maximale atteint 2.3W/mm, soit 23.5dBm, pour un gain transducteur de 6.5dB et un rendement en puissance ajoutée de 24% respectivement.

Les évolutions des courants de drain et de grille en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor sont représentées figure 5.8. Le courant de drain décroît continuellement lorsque la puissance disponible à l'entrée du transistor augmente. Cet effet s'apparente à un effet d'auto-polarisation et montre un effet d'écèlement de l'alternance positive du courant de drain lorsque l'on a atteint des forts niveaux de puissance disponibles à l'entrée du composant. Cependant, l'apparition de ce phénomène d'auto-polarisation arrive dès le début de la caractérisation à faible niveau de puissance injectée. On peut aussi remarquer le même phénomène sur la décroissance progressive du gain transducteur. La baisse continue du courant de drain moyen et du gain transducteur avec l'augmentation de la puissance disponible à l'entrée du composant, même à bas niveau montre qu'il y a un effet anormal d'auto-polarisation du composant. Ces effets sont révélateurs de la présence de pièges.

Le courant de grille pour sa part reste constant à $-5\mu A$ en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor jusqu'au régime de compression pour augmenter en valeur absolue jusqu'à atteindre une valeur de $-8\mu A$. Au-delà de cette valeur, le courant de grille change brutalement de signe. Cet effet est signe d'une mise en directe de la diode Schottky.

* dans la numérotation utilisée, 0.6 représente le module et 20 la phase en degré du coefficient de réflexion.

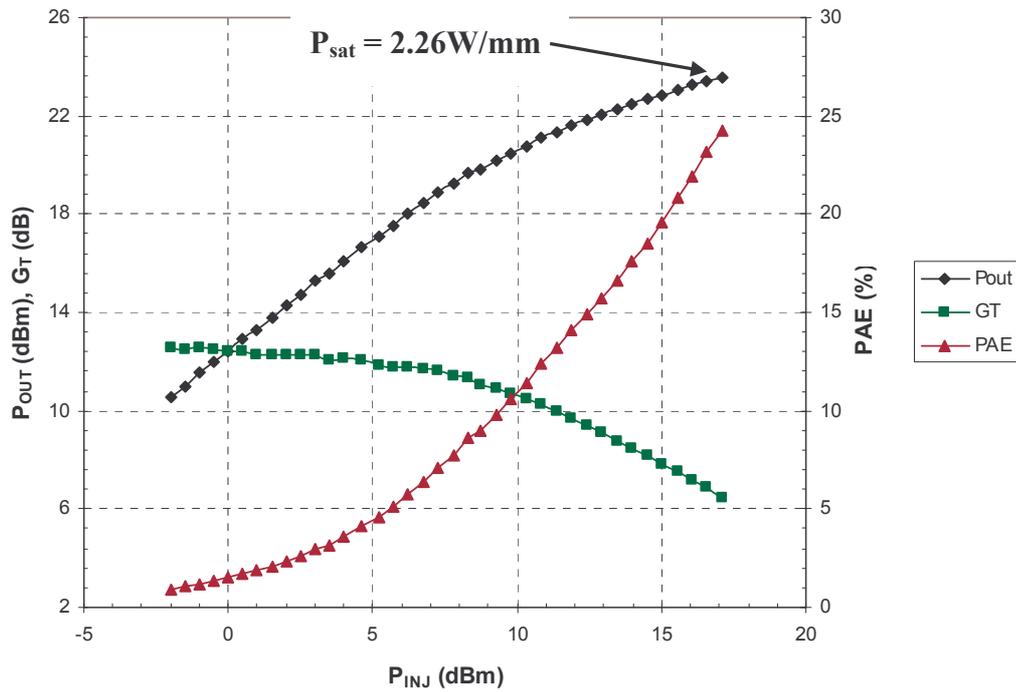


Figure 5.7 : Evolution de la puissance de sortie, du gain transducteur G_T et du rendement en puissance ajoutée PAE en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=20\text{Volts}$ et $V_{GS}=-1\text{Volt}$ et pour une charge $\Gamma_{LOAD} = 0.6_{20\text{deg}}$ sur l'échantillon n°2 avec passivation standard SiN et sans prétraitement de surface.

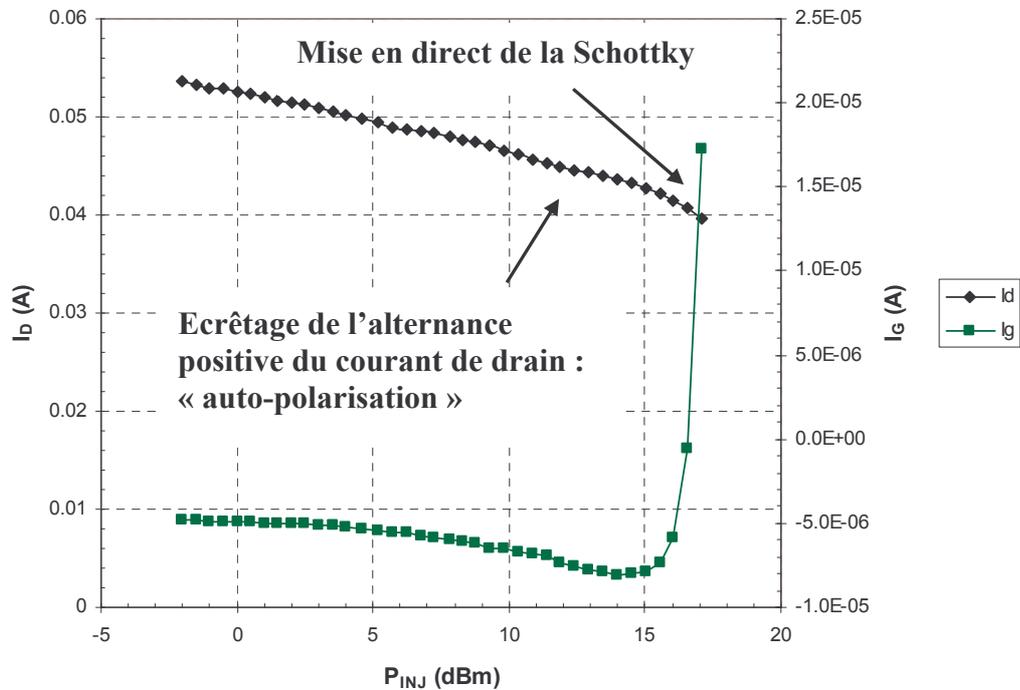


Figure 5.8 : Evolution des courants de drain et de grille en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=20\text{Volts}$ et $V_{GS}=-1\text{Volt}$ et pour une charge $\Gamma_{LOAD} = 0.6_{20\text{deg}}$ sur l'échantillon n°2 avec passivation standard SiN et sans prétraitement de surface.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, à partir des mesures pulsées, nous pouvions espérer obtenir une puissance maximale de sortie de l'ordre de 2.1W/mm. Cette valeur est très proche de la puissance maximale de sortie mesurée pour une tension drain source de 20Volts en classe A. Ceci nous montre l'intérêt du banc de mesures pulsées pour mettre en évidence les effets de pièges et pour estimer la puissance de sortie escomptée en sortie du transistor.

La figure 5.9 nous montre les ellipses de charge pour différents niveaux de puissance injectée à l'entrée du dispositif lors de la caractérisation non linéaire et pour une impédance de charge $\Gamma_{LOAD}=0.6_{20deg}$. Le transistor est polarisé à une tension drain source V_{DS} de 20Volts en classe A. Les mesures pulsées effectuées sur ce même transistor au point de repos (20V, V pincement) sont aussi représentées sur la figure 5.9 afin de confronter les mesures. La représentation temporelle de la figure 5.9 est riche d'informations. En effet, elle confirme l'écrêtage de l'alternance positive du courant de drain observé sur l'évolution des courants statiques lorsque l'on augmente progressivement le niveau de puissance à l'entrée du transistor. Les ellipses de charge obtenues par les mesures non linéaires sont en parfaites concordances avec les mesures pulsées. Elles révèlent bien l'augmentation des tensions de déchet et donc des résistances d'accès entre la grille et le drain lorsque l'on est en régime dynamique. Cette augmentation des résistances d'accès explique le faible rendement en puissance ajoutée obtenu lors des mesures de puissance.

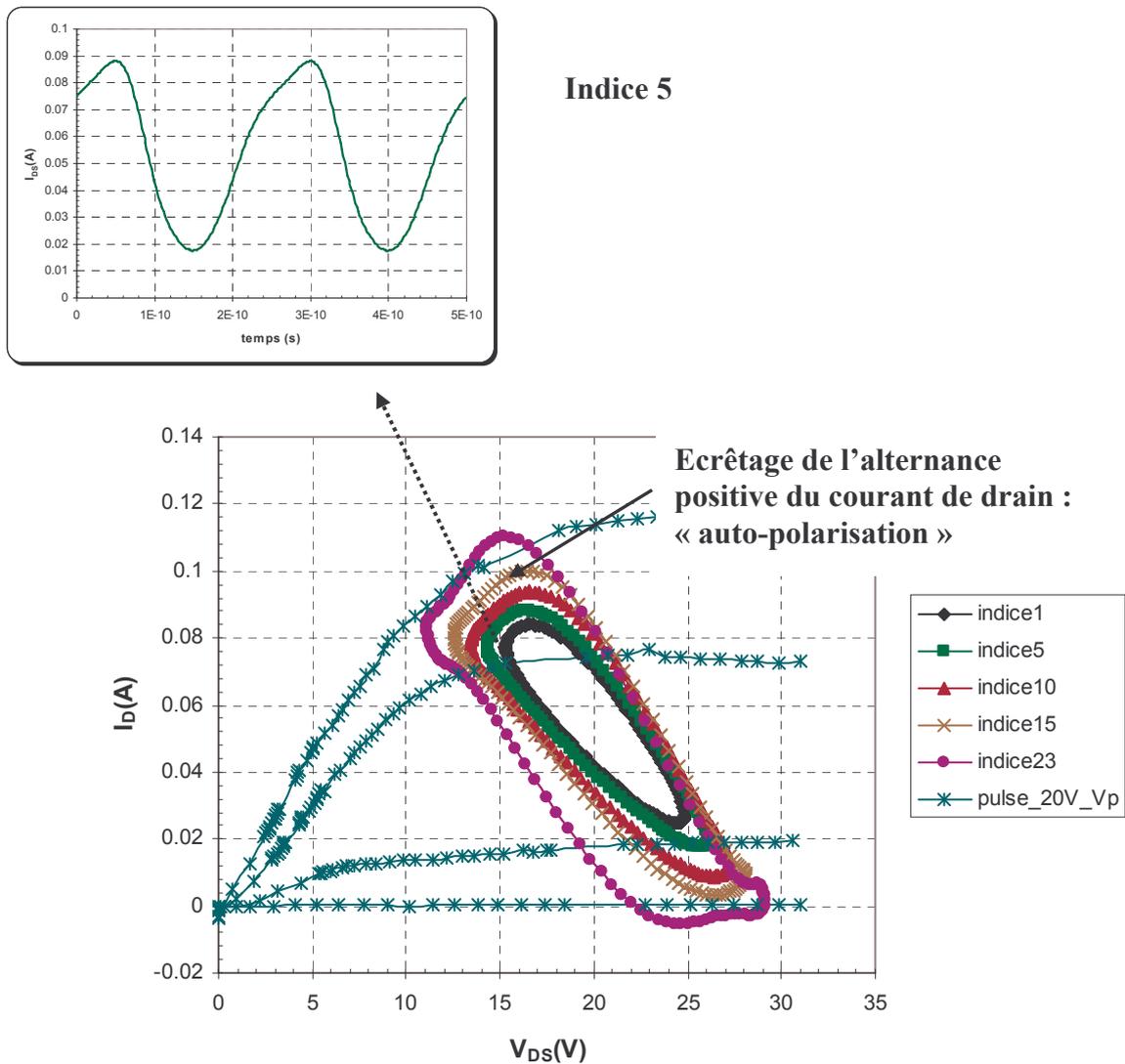


Figure 5.9 : Confrontation des mesures pulsées au point de repos (20V, $V_{pincement}$) aux ellipses de charge obtenues pour une impédance de charge $\Gamma_{LOAD}=0.6_{-20deg}$ sur un transistor HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu m^2$, polarisé à $V_{DS}=20Volts$ et $V_{GS}=-1Volt$, de l'échantillon n°2 avec une passivation SiN sans prétraitement.

5.2.5.2 Echantillon n°3 : composant passivé avec un prétraitement de NH_3 durant 3 minutes.

Nous avons effectué le même type de caractérisation non linéaire sur l'échantillon n°3 pour la même polarisation. Le niveau maximal de puissance de sortie a été obtenu pour une impédance de charge de $\Gamma_{LOAD}=0.68_{-12deg}$ pour une tension drain source de 20Volts, en classe A. La figure 5.10 montre l'évolution de la puissance maximale absorbée par la charge, du gain transducteur G_T et du rendement à puissance ajoutée PAE en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor HEMT.

Le gain transducteur G_T a pour valeur 15.3dB et est parfaitement linéaire jusqu'à ce qu'une puissance de 8.1dBm soit disponible à l'entrée du transistor. Le niveau à 1dB de compression donne un niveau de puissance de sortie de 22.5dBm, ce qui correspond à une densité de puissance de 1.78W/mm. La densité de puissance de sortie maximale atteinte est de 3W/mm, soit 24.8dBm, pour un gain transducteur de 10.6dB et un rendement en puissance ajoutée de 36% respectivement.

Les évolutions des courants de drain et de grille en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor sont représentées sur la figure 5.11. Le courant de drain reste constant tant que la puissance disponible à l'entrée du transistor n'atteint pas +10dBm. Au-delà de cette valeur de puissance disponible, le courant de drain augmente progressivement avec le niveau de puissance. Cet effet est lié à un effet d'écèlement de l'alternance négative du courant de drain. Le composant s'auto-polarise en faisant remonter le point de repos dans la caractéristique $I_D(V_{DS})$ en suivant l'ellipse de charge. Ce phénomène est particulièrement visible sur les ellipses de charges représentées figure 5.12.

Le courant de grille pour sa part reste constant à $-400\mu A$ en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor jusqu'au régime de compression pour augmenter en valeur absolue jusqu'à atteindre une valeur de $-660\mu A$.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, à partir des mesures pulsées, nous pouvions espérer obtenir une puissance maximale de sortie de l'ordre de 4.1W/mm. Cette valeur est bien loin de la puissance maximale de sortie de 3W/mm obtenue par les mesures non linéaires pour une tension drain source de 20Volts en classe A. Cet écart important entre la puissance mesurée et escomptée ne peut être lié qu'à des effets de pièges qui ne peuvent être mis en évidence avec le banc de mesures pulsées.

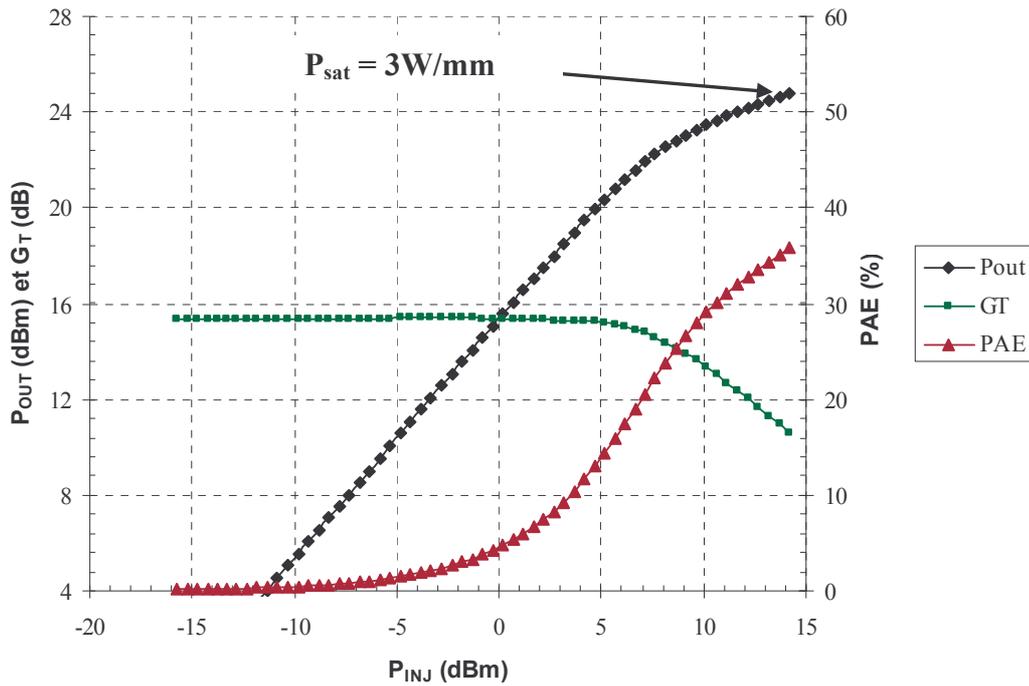


Figure 5.10 : Evolution de la puissance de sortie, du gain transducteur G_T et du rendement en puissance ajoutée PAE en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, $2 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=20\text{Volts}$ et $V_{GS}=-1\text{Volt}$ et pour une charge $\Gamma_{LOAD} = 0.68_{12\text{deg}}$ sur l'échantillon n°3 avec passivation SiN et un prétraitement de surface NH_3 .

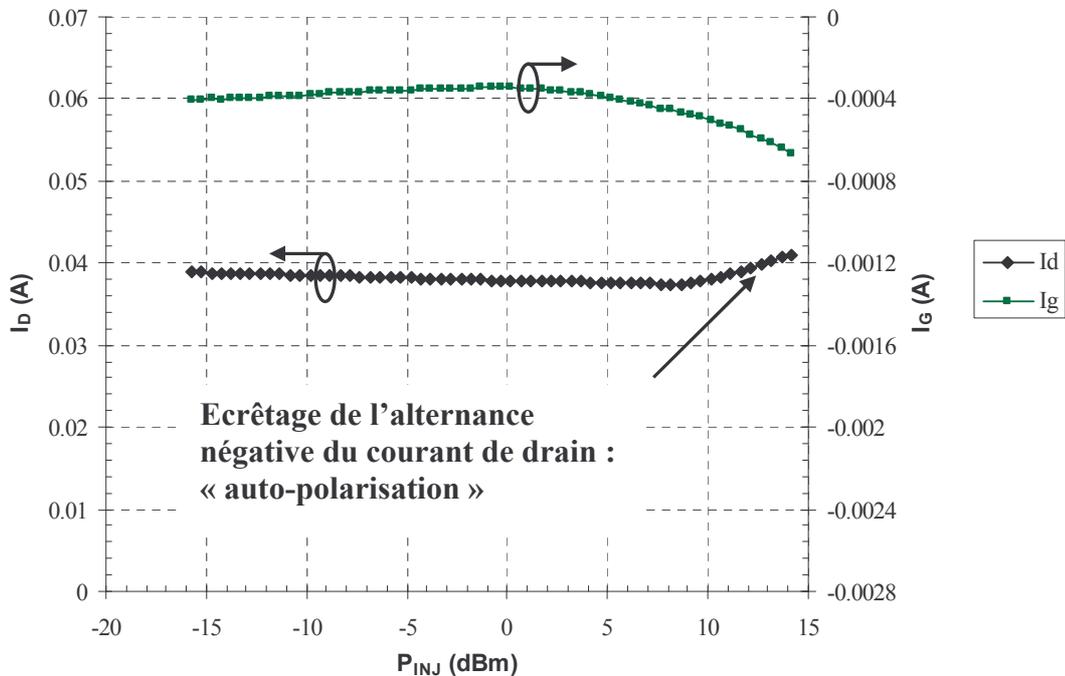


Figure 5.11 : Evolution des courants de drain et de grille en fonction de la puissance injectée sur l'entrée du transistor HEMT AlInN/GaN, $2 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$ polarisé à $V_{DS}=20\text{Volts}$ et $V_{GS}=-1\text{Volt}$ et pour une charge $\Gamma_{LOAD} = 0.68_{12\text{deg}}$ sur l'échantillon n°3 avec passivation SiN et un prétraitement de surface NH_3 .

La figure 5.12 représente les ellipses de charge pour différents niveaux de puissance obtenues lors de la caractérisation non linéaire pour une impédance de charge $\Gamma_{LOAD}=0.6_{-12deg}$ présentée à la sortie du transistor polarisé avec une tension drain source de 20Volts en classe A. De même, les mesures pulsées effectuées sur ce même transistor au point de repos (20V, $V_{pincement}$) sont aussi représentées sur la figure 5.12.

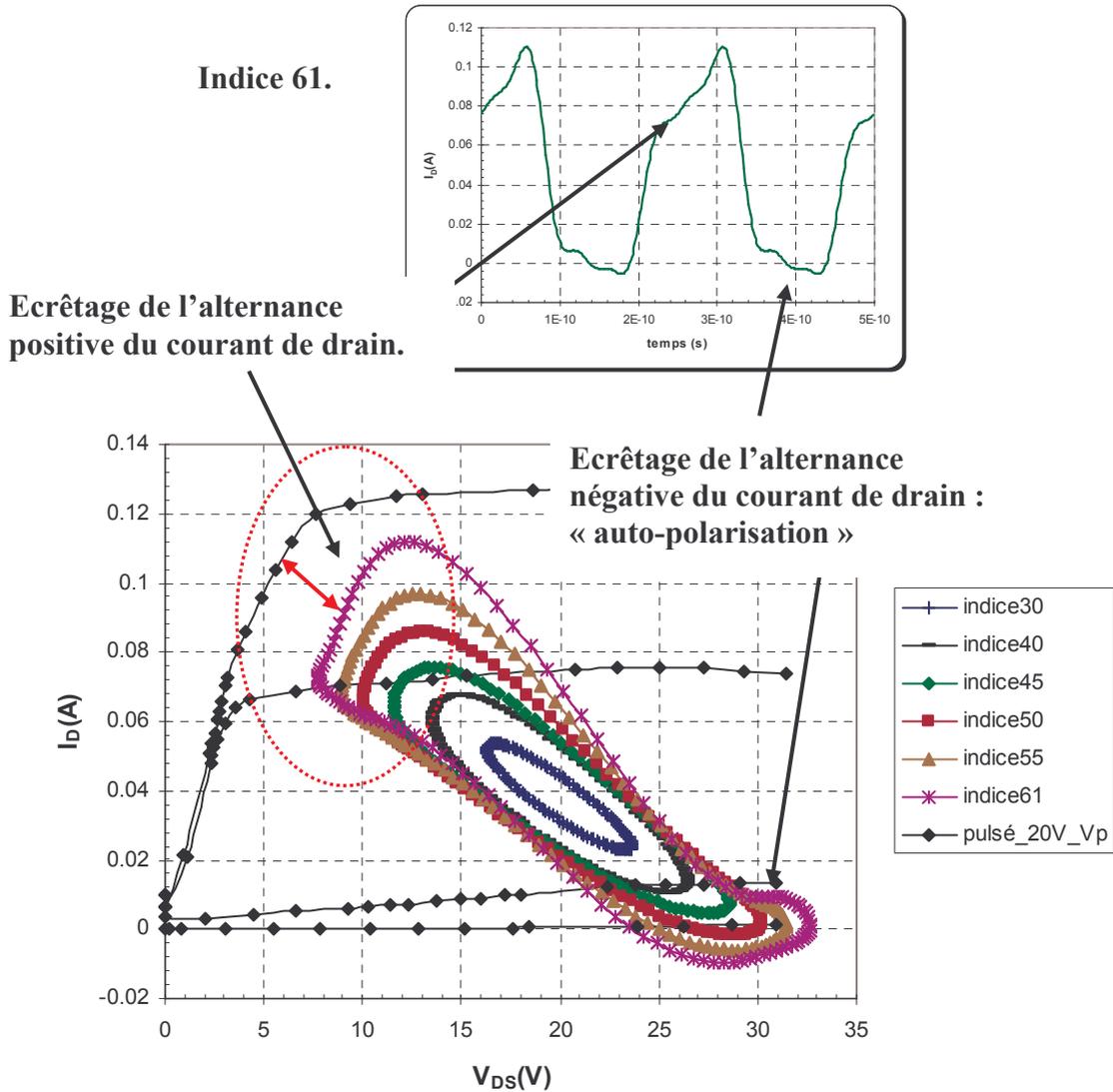


Figure 5.12 : Confrontation des mesures pulsées au point de repos (20V, $V_{pincement}$) aux ellipses de charge obtenues pour une impédance de charge $\Gamma_{LOAD}=0.6_{-20deg}$ sur un transistor HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu m^2$, polarisé à $V_{DS}=20Volts$ et $V_{GS}=-1Volt$, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH_3 .

Cette représentation temporelle confirme l'écrêtage de l'alternance négative du courant de drain observé sur l'évolution des courants statiques de la figure 5.11 qui engendre une auto-polarisation du composant. Les ellipses de charge obtenues par les mesures non linéaires

montrent un écart important entre les mesures pulsées et les mesures non linéaires. Cet écart se révèle plus particulièrement sur les tensions de déchet et donc sur les résistances d'accès lorsque l'on est en régime dynamique. Nous aborderons dans le paragraphe suivant une synthèse de l'ensemble des mesures pulsées et non linéaires pour essayer d'expliquer cette différence de mesure et l'origine des pièges qui en sont la cause.

Néanmoins, avec ce transistor, nous avons obtenu une puissance maximale de sortie de 5W/mm pour une tension drain source V_{DS} de 35Volts en classe A avec un gain en puissance en régime linéaire de 21dB et un rendement en puissance ajoutée de 33%.

5.2.5 Etude et analyse des effets de pièges.

Dans le paragraphe précédent, nous venons d'observer un écart important entre les mesures non linéaires provenant du LSNA et celles provenant du banc de mesures pulsées sur l'échantillon n°3. Cet écart est certainement lié à des effets de pièges très rapides. A ce stade, il nous semble important d'analyser les origines potentielles de ces pièges.

Plusieurs hypothèses peuvent expliquer les différents phénomènes de pièges dans les semiconducteurs à base de Nitrure. L'hypothèse la plus couramment avancée pour expliquer les moindres performances en puissance vis-à-vis des performances attendues est celle de la présence d'une grille virtuelle entre la grille et le drain décrite par R. Vetury [14]. Il part du principe que des charges positives en surface viennent neutraliser les charges négatives dues à la polarisation spontanée. Sous l'action d'un champ électrique latéral issu de la polarisation grille drain V_{GD} , les électrons du métal de la grille vont être injectés en surface en direction du contact de drain par effet tunnel. Ils vont se recombiner avec des charges positives en surface. Les charges négatives à l'interface ne se trouvant plus compensées exercent un potentiel négatif qui déserte le canal. Il en résulte une augmentation de la résistance d'accès de drain R_D et par conséquent une augmentation des tensions de déchet. Ce phénomène est illustré sur la figure 5.13. Le courant qui s'établit en surface entre la grille et le drain sous l'action de la tension grille drain peut être conditionné par un effet de sauts entre les pièges (phénomène de « hopping »). Un potentiel moyen en surface s'établirait donc entre la grille et le drain et exercerait une influence sur le gaz 2D. Nous avons retenu cette hypothèse car elle est à notre connaissance la seule à répondre de façon satisfaisante à des phénomènes de pièges rapides. Ces analyses ont déjà été avancées au sein du laboratoire dans le cadre de la thèse de Nicolas Vellas [16].

L'hypothèse de la grille virtuelle permet d'expliquer les résultats des mesures pulsées des échantillons 1 et 2, ainsi que l'ensemble des mesures non linéaires. Pour le point de repos en classe B, $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (20V, V \text{ pincement})$, la tension grille drain vaut 24Volts. Les électrons du métal de la grille sont injectés en surface en direction du contact de drain et viennent se recombinaison avec des ions en surface. Dans le cas du point de repos de référence, $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0V, 0V)$, il n'y a pas d'injection d'électrons en surface car la jonction grille drain n'est pas polarisée quand le transistor est au repos.

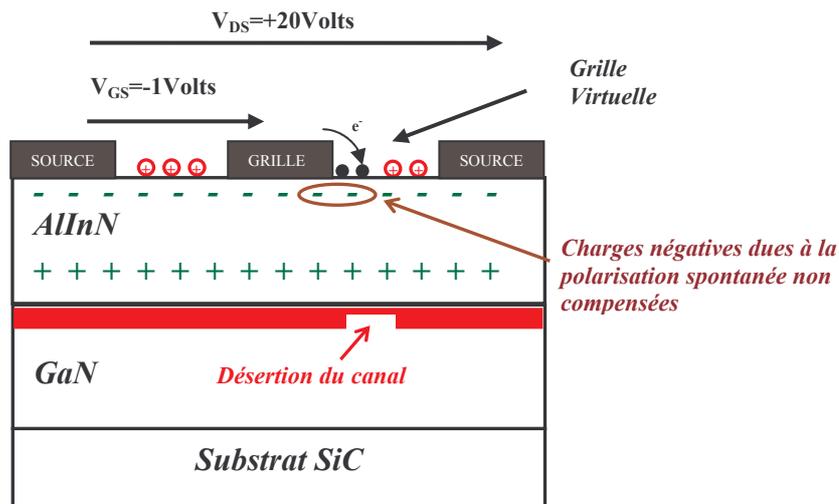


Figure 5.13 : Concept de la grille virtuelle.

Dans le cas de l'échantillon n°3, les pièges ne sont pas mis en évidence par le banc de mesures pulsées, mais uniquement en condition de fonctionnement grand signal au travers des mesures du LSNA. Nous en déduisons que le temps de recombinaison des pièges est inférieur à la largeur des impulsions, soit 300 nanosecondes. De ce fait, le banc de mesures pulsées ne peut détecter et mettre en évidence cet effet de piège. Afin d'essayer de déterminer l'ordre de grandeur du temps de recombinaison de ces pièges, nous avons ensuite optimisé les performances du banc de mesures pulsées en supprimant les circuits de polarisation et en optimisant les longueurs de câbles afin d'effectuer des mesures DC pulsées sous des impulsions de l'ordre de 30 nanosecondes. Aucune différence n'a été observée.

L'hypothèse retenue pour expliquer ce phénomène est que le prétraitement de surface NH_3 modifierait les propriétés et la densité des états de surface de sorte que l'écoulement des électrons en surface entre la grille et le drain serait favorisé. L'augmentation du courant de grille en régime statique de l'échantillon n°3, observée précédemment sur la figure 5.11, peut être en

effet lié à un phénomène plus rapide d'écoulement de charges en surface. Pour ce type de pièges, nous arrivons donc aux limitations du banc de mesures pulsées.

Afin de confirmer notre hypothèse de pièges rapides, nous avons effectué des mesures complémentaires. Pour cela, nous avons caractérisé les paramètres de dispersion à des fréquences plus basses qu'habituellement, allant de 10MHz à 6GHz sur le transistor de l'échantillon n°3 et cela pour différents points de polarisation allant de 2.5 Volts à 20Volts pour la tension drain source et allant de la tension de pincement à +2Volts pour la tension grille source.

La figure 5.14 représente l'évolution des coefficients de réflexion du transistor HEMT, $2*50*0.25\mu\text{m}^2$ pour une polarisation drain source V_{DS} de 5Volts et grille source V_{GS} de +2Volts. De même, pour cette même polarisation, l'évolution du paramètre de dispersion S_{21} du transistor est représentée sur la figure 5.15. Ces deux figures montrent clairement une rupture dans l'évolution usuelle et connue de ces paramètres de dispersion en fonction de la fréquence. Ces comportements ne sont pas constatés sur les autres échantillons. Pour cette polarisation, cette rupture s'effectue à la fréquence de 185MHz qu'on appellera fréquence de transition. La valeur de cette fréquence de transition est dépendante de la polarisation du transistor. Nous avons donc estimé cette fréquence de transition pour chaque polarisation drain source et grille source. A partir de ce relevé, nous avons déterminé le temps correspondant à l'inverse de la fréquence de transition. Lorsque la fréquence d'excitation est trop élevée, les pièges n'ont plus le temps d'être ionisés et sont fixés par la polarisation continue. Bien évidemment, aucun effet de ce genre n'est rencontré sur l'échantillon n°2.

Rupture dans l'évolution usuelle en fonction de la fréquence de S_{22} à $F=185\text{MHz}$.

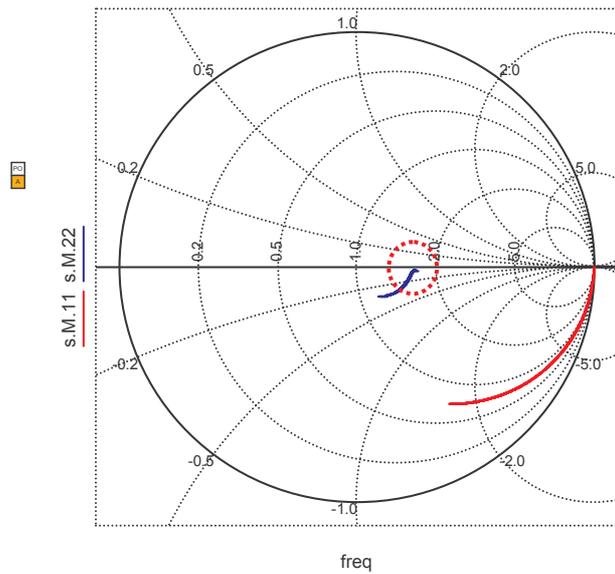
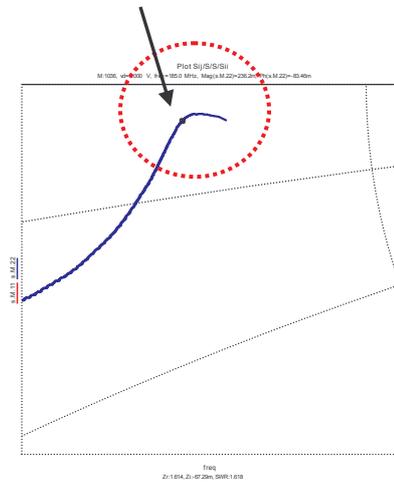


Figure 5.14 : Evolution des paramètres de dispersion S_{11} et S_{22} entre 10MHz et 6GHz du transistor HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu\text{m}^2$, polarisé à $V_{DS}=5\text{Volts}$ et $V_{GS}=+2\text{Volt}$, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH_3 .

Rupture dans l'évolution usuelle en fonction de la fréquence de S_{21} à $F=185\text{MHz}$.

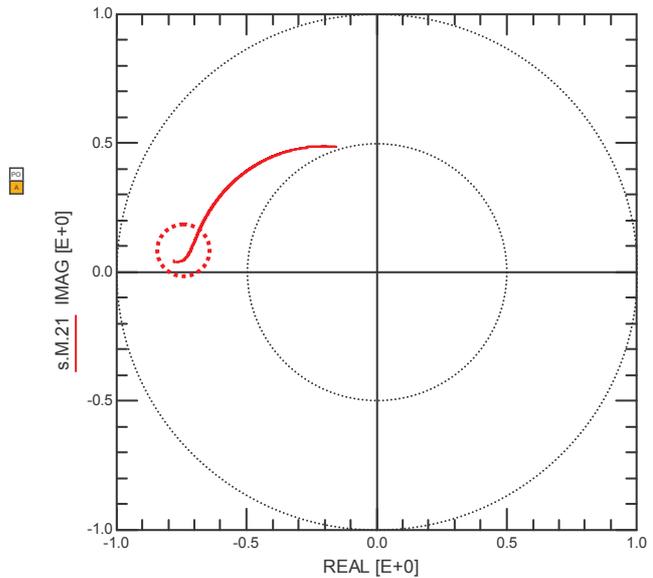
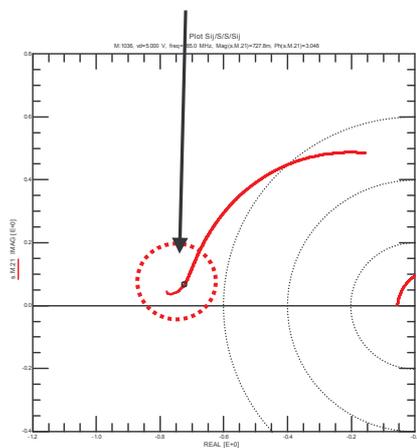


Figure 5.15 : Evolution du paramètre de dispersion S_{21} entre 10MHz et 6GHz du transistor HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu\text{m}^2$, polarisé à $V_{DS}=5\text{Volts}$ et $V_{GS}=+2\text{Volt}$, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH_3 .

La figure 5.16 représente ce temps de transition en fonction de la tension drain source V_{DS} et cela pour deux valeurs de tension grille source V_{GS} . On peut remarquer que la polarisation du transistor va influencer le temps caractéristique des pièges allant de 3 à 14 nanosecondes. Dans ces conditions, nous voyons bien qu'il était impossible de mettre en évidence ces effets de pièges à l'aide du banc de mesures pulsées $I_D=f(V_{DS})$. Toutefois, grâce à l'analyseur de réseau non linéaire à charge active développé au laboratoire, cet effet est aisément mis en évidence car la période du signal d'excitation est 0.25 nanoseconde (4GHz).

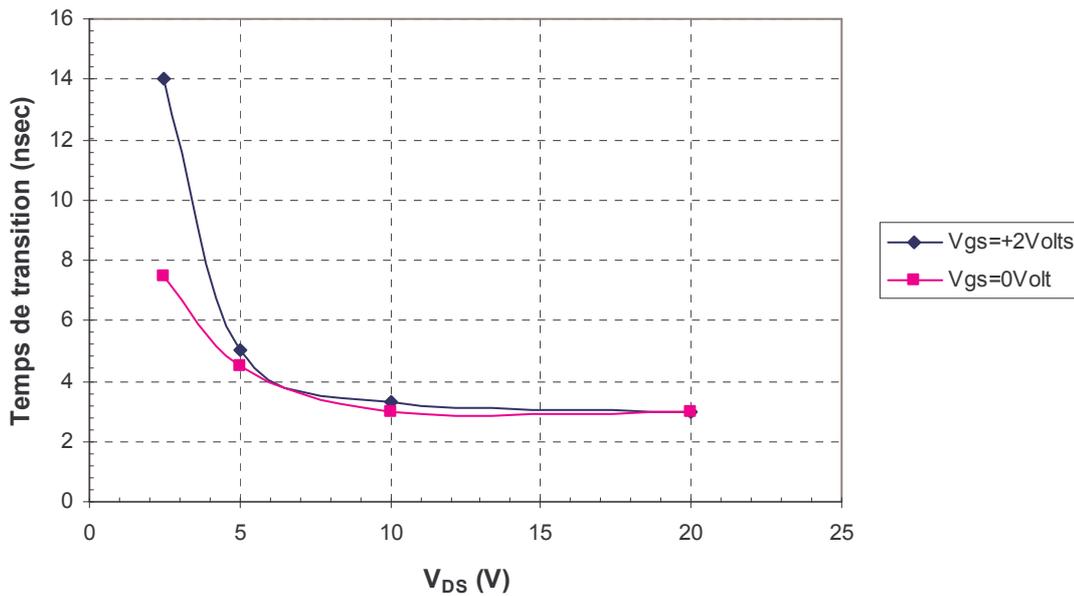


Figure 5.16 : Evolution du temps de transition en fonction de la tension drain source du transistor HEMT AlInN/GaN $2*50*0.25\mu m^2$, de l'échantillon n°3 avec une passivation SiN standard et un prétraitement en surface NH_3 .

5.3 Conclusion.

L'objectif de ce dernier chapitre a été de montrer que l'analyseur de réseau non linéaire à charge active pouvait pallier aux limitations du banc pulsé $I_D=f(V_{DS})$, aider à la compréhension des effets de pièges et plus particulièrement des effets de pièges rapides.

Pour cela, dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les résultats expérimentaux d'une étude de passivation et de prétraitement de surface effectuée sur des transistors HEMT de la filière $Al_{0.81}In_{0.19}N / GaN$. Cette étude se base principalement au travers des mesures pulsées et des caractérisations non linéaires effectuées au LSNA. En confrontant les mesures provenant de ces deux équipements de caractérisation, nous avons mis en évidence les limitations du banc de mesures pulsées pour des effets de pièges rapides, c'est-à-dire pour des

constantes de temps inférieures à 30 nanosecondes. Néanmoins, le banc de mesures pulsées reste une méthode efficace pour évaluer rapidement les effets de pièges, lorsque le temps d'ionisation de ces derniers est bien supérieur à la microseconde. L'analyseur de réseau non linéaire à charge active est une solution intéressante et complémentaire pour pallier aux limitations du banc de mesures pulsées en faisant varier l'impédance de charge du transistor.

De plus, dans ce chapitre, nous avons essayé d'analyser les phénomènes de « Lag » en confrontant l'ensemble des mesures statiques, pulsées, petit signal en basse fréquence et non linéaires.

Enfin, cette étude met en évidence que le traitement de surface de type NH_3 réduit sensiblement les effets des pièges et augmente les performances en puissance du transistor. En effet, avec ce prétraitement de surface NH_3 et cette passivation SiN , nous avons obtenu une densité de puissance de sortie de 5Watts/mm pour une tension drain source V_{DS} de 35Volts en classe A avec un gain en puissance en régime linéaire de 21dB et un rendement en puissance ajoutée de 33% à la fréquence de 4GHz.

5.4 Annexe

Annexe 5.1 : Méthode de calcul de la puissance de sortie escomptée des transistors à partir de la caractérisation $I_D(V_{DS})$ en régime pulsé.

La figure 5.17 représente l'excursion maximale du courant de drain ΔI et l'excursion maximale de la tension drain source ΔV autour d'un point de polarisation situé en classe A lorsque le transistor est chargé par une impédance de charge réelle et optimale. C'est la droite de charge dynamique imposée par l'impédance de charge qui détermine l'excursion en tension et en courant.

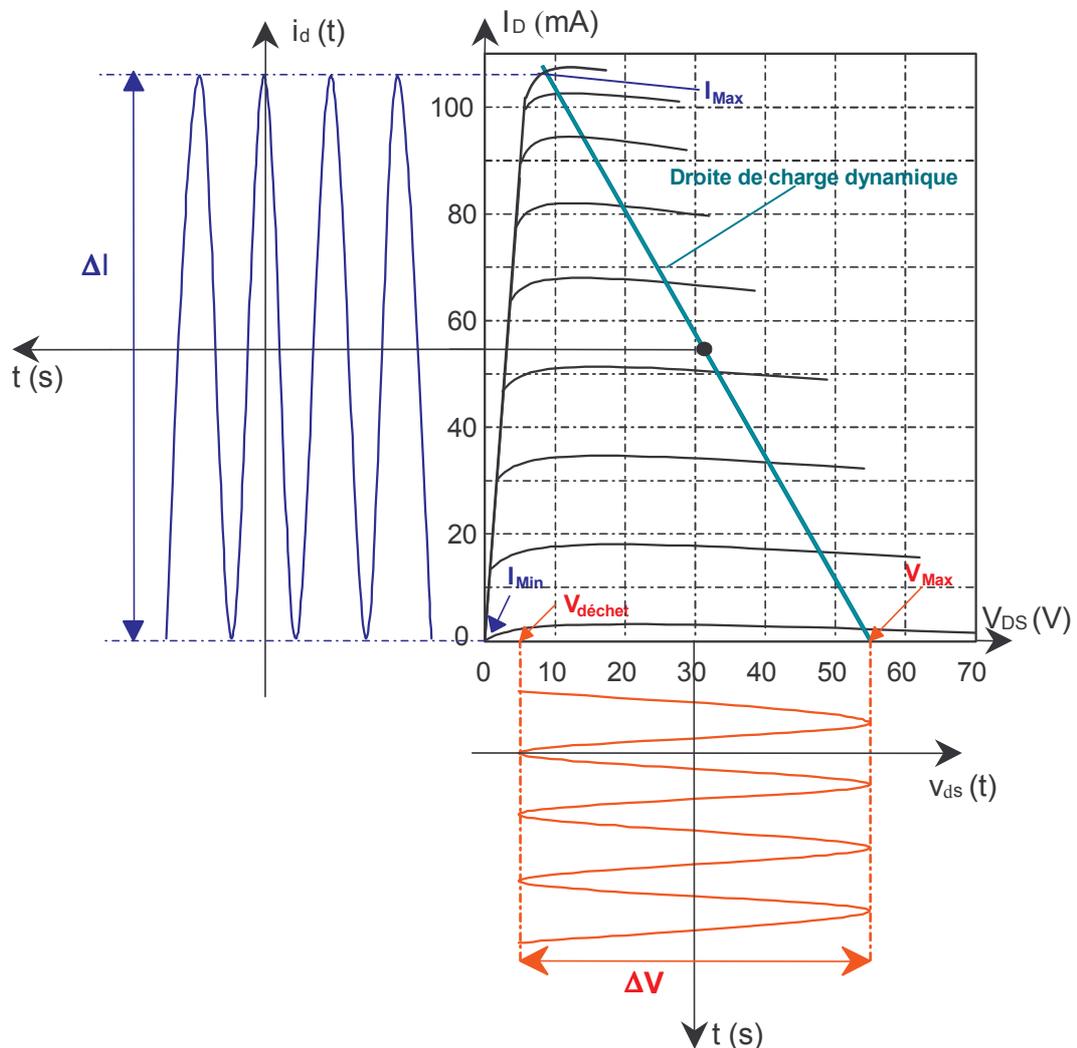


Figure 5.17 : Représentation de l'excursion maximale du courant de drain et de l'excursion maximale en tension autour d'un point de polarisation en classe A lorsque le transistor est chargé par une impédance réelle optimale.

La puissance en sortie délivrée par le composant à sa charge est donnée par la relation suivante :

$$P_s = \frac{\Delta I \times \Delta V}{8} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) \times (V_{\max} - V_{\text{déchet}})}{8} \quad (5.2)$$

La relation (5.2) montre l'intérêt à présenter une impédance à la sortie du composant qui présente une partie réelle donnant une droite de charge dynamique qui couvre la totalité de la caractéristique $I_D(V_{DS})$. Cette droite de charge doit alors passer par les points définis par les coordonnées $(I_{\max}, V_{\text{déchet}})$ et (I_{\min}, V_{\max}) . Dans les applications de puissance, la tension V_{\max} peut être définie comme étant la tension de claquage du transistor au pincement.

Dans notre approche, pour estimer la puissance de sortie de chaque échantillon à partir de leur réseau $I_D(V_{DS})$ en régime impulsionnel, nous prendrons la droite de charge optimale qui passe par les deux points du réseau $I_D(V_{DS})$ suivants :

- ✓ Point de polarisation statique classe A du transistor $(I_{DS_max} / 2, V_{DS0})$.
- ✓ Point de transition entre la zone ohmique et la zone saturée $(I_{DS_max}, V_{\text{déchet}})$.

5.5 Bibliographie.

- [1] 30-W/mm GaN HEMTs by Field Plate Optimization,
Y.F. WU et al.,
IEEE Electron Device Letter, Vol. 25, n°3, pp. 117-119, March 2004.

- [2] 40-W/mm double field-plated GaN HEMTs,
Y.F. WU et al.,
IEEE Device Research Conf., University Park, Pennsylvania, USA, 2006, pp. 151-152.

- [3] A 9.5-10.5GHz 60W *AlGaIn/GaN* HEMT for X-Band High Power Application.
T. YAMAMOTO et al.,
European Microwave Integrated Circuits Conference, Munich, Germany, October 2007.

- [4] An 800W *AlGaIn/GaN* HEMT for S-band HighPower Application,
E. MITANI et al.,
MANTECH, May 2007.

- [5] Output Power Density of 5.1W/mm at 18GHz with an *AlGaIn/GaN* HEMT on Si
Substrate.
D. DUCATTEAU et al.,
IEEE Electron Device Letter, Vol.27, n°1, pp 7-9, January 2006.

- [6] Power Electronics on InAlN/(In)GaN: Prospect for record performance.
J. KUZMIK et al.,
IEEE Electron Device Letter, Vol.22, n°11, pp 510-512, November 2001.

- [7] Unstrained *AlInN/GaN* HEMT Structure.
M. NEUBURGER et al.,
International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol.14, n°3, pp 785-790,
2004.

- [8] X-Band power characterisation of *AlInN/GaN* HEMT grown on SiC substrate.
N. SARAZIN et al.,
Electronics Letters, Vol.43, n°23, November 2007.
- [9] Can InAlN/GaN be an alternative to high power / high temperature *AlGaIn/GaN* devices?
F. MEDJDOUB et al.,
IEDM Conf., San Francisco, USA, pp. 1-4, December 2006.
- [10] Evaluation of *AlInN/GaN* HEMTs on sapphire substrate in microwave, time and temperature domains.
F. MEDJDOUB et al.,
Electronics Letters, Vol.43, n°5, pp. 309-311, March 2007.
- [11] *AlInN/GaN* a suitable HEMT device for extremely high power high frequency applications.
C. GAQUIERE et al.,
Microwave Symposium, pp 2145-2148, June 2007.
- [12] Barrier layer downscaling of InAlN/GaN HEMTs.
F. MEDJDOUB et al.,
65th Device Research Conference, pp. 109-110, June 2007.
- [13] High performance short gate InAlN/GaN heterostructure field effect transistors.
M. HIGASHIWAKI et al.,
Japanese Journal of Applied Physics, Vol.45, n°32, pp 843-845, 2006.
- [14] Polarization Induced 2DEG in *AlGaIn-GaN* HEMTs : On the origin DC and transient characterization.
R. VETURY.
Thèse de doctorat, Université de Santa Barbara, Décembre 2000.

- [15] Surface-Related Drain Current Dispersion Effects in *AlGaIn-GaN* HEMTs.
G. MENEGHESSO et al.,
IEEE Transactions on Electron Devices, vol.51, n°.10, pp 1554-1561, October 2004.
- [16] Etudes expérimentales de transistors HFET de la filière Nitrure de Gallium pour des applications de puissance hyperfréquences.
N. VELLAS,
Thèse, Université de Lille, Décembre 2003.
- [17] Influence of passivation on High-Power *AlGaIn/GaN* HEMT devices at 10GHz.
D. DUCATTEAU et al.,
in 34th GAAS, Amsterdam, The Netherlands, pp 203-206, October 2004.
- [18] Etudes théorique et expérimentales de transistors HEMT's de la filière Nitrure de Gallium pour les applications de puissance hyperfréquences.
M. WERQUIN,
Thèse, Université de Lille, Décembre 2005.
- [19] Caractérisation de transistors HEMTs de la filière GaN pour les applications de puissance hyperfréquences.
M. WERQUIN,
Rapport de DEA, Université de Lille, 2001.
- [20] Pulsed bias/pulsed RF characterization measurements system of FET at constant intrinsic voltages.
C. GAQUIERE et al.,
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 20, n°5, p 349-352, March 1999.

[21] Etudes des aspects électrothermiques de la la filière HEMT *AlGaN/GaN* pour applications de puissance hyperfréquence.

R. AUBRY,

Thèse, Université de Lille, Juillet 2004.

[22] Non Linear RF Device characterization in Time Domain using an Active Loadpull Large Signal Network Analyzer.

D. DUCATTEAU et al.,

IEEE Instrumentation and Measurement Tech. Conference, Warsaw, Poland, pp. 1-5, May 2007.

CONCLUSION GENERALE.

Les quatre objectifs de ce travail de thèse ont été de mettre en œuvre un analyseur de réseau hyperfréquence non linéaire, de valider les mesures effectuées sur cet équipement, d'optimiser les possibilités de caractérisation afin de réaliser des mesures de type « load-pull » et de développer des outils d'analyse dans le domaine temporel pour mieux appréhender les effets limitatifs des transistors à effet de champ aux fréquences micro-ondes.

Avant le démarrage de cette thèse, la caractérisation en régime grand signal s'effectuait, au laboratoire, à l'aide de banc de mesures de type « load-pull » et uniquement au voisinage de la fréquence fondamentale. Afin d'augmenter et d'améliorer les techniques de mesures en régime grand signal, la centrale de caractérisation de l'IEMN s'est équipée d'un l'analyseur de réseau hyperfréquence non linéaire, référencé MT4464 et commercialisé par la société MAURY Microwave en Mars 2005. Cet investissement a permis l'émergence de nouvelles activités de recherche dont fait partie ce travail de thèse.

Dans le premier chapitre nous avons montré l'intérêt de la caractérisation non linéaire pour les ingénieurs en conception. En effet, la connaissance et la mesure absolue en amplitude et en phase des tensions et courants hyperfréquences à l'entrée et en sortie du dispositif sous test dans le domaine temporel permettent d'optimiser la conception d'amplificateurs et de circuits non linéaires, mais aussi d'améliorer les performances des transistors de puissance en effectuant un retour technologique. Dans cette partie, nous avons décrit, à partir d'une étude bibliographique, les premiers systèmes de mesures hyperfréquences non linéaires qui ont participé à l'avancée et au développement de ce type de caractérisation. Le premier système était basé sur une approche temporelle, tandis que le deuxième système utilise une approche fréquentielle. Pour finir, nous avons résumé les principaux systèmes de caractérisation non linéaire avec leurs avantages et inconvénients.

La seconde partie de ce mémoire a été consacrée à la description du principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire et à sa mise en œuvre. Pour cela, dans un premier temps, nous avons décrit les différentes parties et sous-ensembles de cet équipement pour comprendre son principe de fonctionnement. Dans un deuxième temps, nous avons détaillé le principe d'étalonnage hyperfréquence non linéaire pour les applications en structure coaxiale et sous pointes hyperfréquences. Afin de maîtriser cet outil, ces deux étapes se sont révélées indispensables. Enfin, afin d'évaluer les performances hyperfréquences de cet équipement, nous avons confronté des mesures provenant de l'analyseur de réseau non linéaire à

celles d'un analyseur de réseau vectoriel conventionnel sur des dispositifs de référence connus, passifs et actifs. Cette confrontation a montré le bon accord des mesures permettant de valider la qualité et la précision des mesures hyperfréquences de cet analyseur de réseau non linéaire. De même, nous avons validé les mesures non linéaires du LSNA en participant au « round robin » (série d'essais comparatifs), organisé par Madame le Professeur Dominique Schreurs dans le cadre du réseau d'excellence TARGET. Ces confrontations de mesures non linéaires provenant de différents laboratoires de recherche ont été effectuées jusqu'à la fréquence maximale de 20GHz sur un même amplificateur et dans un environnement 50 ohms. Elles nous ont donc permis de valider notre banc de caractérisation non linéaire, mais aussi d'acquérir une expertise reconnue dans ce domaine au niveau européen.

Dans la troisième partie de ce mémoire nous avons décrit le fonctionnement de l'analyseur de réseau non linéaire à charge active développé au sein du laboratoire. Après avoir analysé les avantages et inconvénients de différentes techniques existantes, nous avons décrit la solution retenue en détaillant le principe de fonctionnement et les avantages du banc à charge active automatique développé autour de l'analyseur de réseau non linéaire. Il permet donc de contrôler les impédances présentées à la sortie du dispositif sous test à la fréquence fondamentale et au deuxième harmonique. Grâce à ce développement, ce nouveau système nous permet aujourd'hui, de caractériser de façon très précise les dispositifs actifs en analysant les courants et tensions hyperfréquences pour différentes impédances de charges présentées à la sortie du dispositif sous test. Avant de réaliser des mesures non linéaires sur des transistors de puissance, nous avons effectué une étude et une estimation des incertitudes de mesures en configuration « load-pull » en fonction de la charge présentée. Cette étude nous a permis de connaître les limitations et la précision de mesure de notre banc à charge active. Une deuxième étude a ensuite été menée afin de déterminer l'incertitude apportée par les paramètres du logiciel de synthèse d'impédance. Cette deuxième étude nous a permis de déterminer les tolérances optimales sur le module et la phase en fonction des zones d'impédances de charge excursionnées. Enfin, des mesures non linéaires hyperfréquences effectuées avec notre banc à charge active sur un dispositif actif de référence ont été confrontées à des résultats de simulations provenant d'un modèle électrique non linéaire. Ce modèle électrique a été élaboré à partir de mesures effectuées à l'aide d'autres équipements que le LSNA. Cette confrontation nous a permis de valider le banc « load-pull » non linéaire développé, mais aussi de démontrer la précision de mesure obtenue avec cet équipement.

La quatrième partie de ce mémoire a été consacrée à l'étude expérimentale, des effets limitatifs de l'ionisation par impact dans les transistors à effet de champ à hétérojonction de la filière *AlGaAs/InGaAs* sur substrat GaAs. Après un rappel sur le mécanisme physique de l'ionisation par impact, nous avons présenté les résultats expérimentaux allant de la caractérisation en régime statique, aux mesures hyperfréquences en régime petit signal dans le domaine fréquentiel et plus particulièrement à la caractérisation en régime grand signal dans le domaine temporel afin d'observer les conséquences de l'ionisation par impact sur les différents paramètres électriques mesurés du transistor HEMT. Pour étudier l'effet de l'ionisation par impact en régime grand signal hyperfréquence, une technique originale autour de l'analyseur de réseau non linéaire a été développée et permet de mieux observer les conséquences de ce phénomène physique sur les différents paramètres électriques du transistor HEMT en s'affranchissant des courants de déplacement non linéaires. Un nouveau modèle électrique non linéaire du transistor HEMT prenant en compte l'effet d'ionisation par impact a été proposé. Ce modèle physique nous a permis de mieux comprendre l'effet d'ionisation par impact sur les caractéristiques électriques mesurées sur le transistor HEMT en régime grand signal. Cette étude nous permet aussi de confirmer que l'ionisation par impact est toujours présente aux hautes fréquences, même si leurs effets sont masqués par des courants de conduction et de déplacement importants.

Enfin, la cinquième et dernière partie de ce mémoire a été consacrée à une étude expérimentale de passivation et de prétraitement de surface effectuée sur des transistors HEMT de la filière *Al_{0,81}In_{0,19}N/GaN*. Cette étude a été réalisée sur la base de mesures pulsées et de caractérisations non linéaires à partir du LSNA. En confrontant les mesures provenant de ces deux équipements de caractérisation, nous avons mis en évidence les limitations du banc de mesures pulsées pour des effets de pièges rapides, c'est-à-dire pour des constantes de temps inférieures à 30 nanosecondes. Cette étude a clairement montré que l'analyseur de réseau non linéaire à charge active peut pallier les limitations du banc pulsé $I_D=f(V_{DS})$ en permettant de varier l'impédance de charge du transistor et d'analyser les évolutions temporelles des tensions et courants hyperfréquences. Ce système est une solution intéressante et complémentaire au banc de mesures pulsées et peut aider à la compréhension des effets limitatifs en régime dynamique et proche du fonctionnement réel. De plus, dans ce dernier chapitre, nous avons analysé les phénomènes de « lag » en confrontant l'ensemble des mesures statiques, pulsées, petit signal en basse fréquence et non linéaires. Cette étude a mis en évidence que le traitement

de surface de type NH_3 réduisait sensiblement les effets des pièges et augmentait les performances en puissance du transistor. Ainsi, avec ce prétraitement de surface NH_3 et cette passivation SiN , nous avons mesuré une densité de puissance de sortie de 5Watts/mm pour une tension drain source V_{DS} de 35Volts en classe A avec un gain en puissance de l'ordre de 21dB en régime linéaire et un rendement en puissance ajoutée de 33%.

Ce travail a montré les nombreuses et nouvelles possibilités qu'offre le LSNA pour la mesure et l'optimisation des composants électroniques hyperfréquences. Cela ouvre dès maintenant plusieurs perspectives de travail, d'une part sur les nouveaux composants développés au laboratoire et d'autre part en collaboration avec des partenaires nationaux et internationaux.

Ainsi au laboratoire, le LSNA a déjà été utilisé avec succès pour l'étude transistors à nanotube de carbone dans le cadre du séjour post-doctoral d'Arnaud Curutchet. Le LSNA a permis de réaliser l'adaptation en puissance en régime grand signal et d'observer ainsi leur comportement non linéaire. La particularité de ces transistors à nanotube de carbone est que l'impédance de sortie à présenter est très élevée, de l'ordre du Kohms.

Les nanofils (Si, GaN...) sont des matériaux qui présentent un intérêt croissant pour les applications électroniques. En raison de leur petite taille, ces composants présentent des impédances très élevées. Le LSNA à charge active peut être un outil de caractérisation pour étudier leur comportement non linéaire.

Par ailleurs, des activités de recherche se poursuivent concernant les composants électroniques utilisant des matériaux à faible bande interdite (filère Phosphure et Antimoniure). Ces composants sont susceptibles de présenter des phénomènes d'ionisation par impact et des effets non linéaires. Le LSNA peut également contribuer à l'étude de ces filières.

Pour terminer, dans le cadre du laboratoire commun ST Microelectronics, l'intérêt des mesures non linéaires s'est révélé utile pour les activités de Recherche et Développement de cet industriel. Au sein du laboratoire, des études non linéaires ont déjà été effectuées sur des diodes varactors dans le cadre de la thèse d'Yvan Morandini et sur des transistors LDMOS dans le cadre de la thèse de David Fournier.

LISTE DES PUBLICATIONS.

Publications dans les revues internationales à comité de lecture.

- [1] Nonlinear Characterization and Modeling of Carbon Nanotube Field-Effect Transistors.
A. CURUTCHET, D. THERON, M. WERQUIN, D. DUCATTEAU, H. HAPPY, G. DAMBRINE, J.M. BETHOUX, V. DERYCKE and C. GAQUIERE.
IEEE Trans. Microwave Theory and Technique, pp.1505-1510, Vol.56, July 2008.
- [2] Evaluation of AlInN/GaN HEMTs on sapphire substrate in microwave, time and temperature domains.
F. MEDJDOUB, **D. DUCATTEAU**, C. GAQUIERE, J.E. CARLIN, M. GONSCHOREK, E. FELTIN, M.A. PY, N. GRANDJEAN and E. KOHN.
Electron. Lett., pp.309-311, Vol.43, May 2007
- [3] High temperature pulsed measurements of *AlGaIn/GaN* HEMTs on high resistive Si(111) substrate.
M. WERQUIN, **D. DUCATTEAU**, N. VELLAS, E. DELOS, Y. CORDIER, R. AUBRY, C. GAQUIERE.
Microw. Opt. Technol. Lett., pp.2303-2305, Vol.48, November 2006.
- [4] Punch-through in short-channel *AlGaIn/GaN* HFETs.
M.J. UREN, K.J. NASH, R.S. BALMER, T. MARTIN, E. MORVAN, N. CAILLAS, S.L. DELAGE., **D. DUCATTEAU**, B. GRIMBERT, J.C. DE JAEGER.
IEEE Trans. Electron Devices, pp.395-398, Vol.53, February 2006.
- [5] Output power density of 5.1W/mm at 18 GHz with an *AlGaIn/GaN* HEMT on Si substrate.
D. DUCATTEAU, A. MINKO, V. HOEL, E. MORVAN, E. DELOS, B. GRIMBERT, H. LARECHE, P. BOVE, C. GAQUIERE, J.C. DE JAEGER, S.L. DELAGE.
IEEE Electron Device Letter, pp. 7-9, Vol.27, January 2006.

- [6] First results of *AlGaIn/GaN* HEMTs on sapphire substrate using an argon-ion implant-isolation technology.
M. WERQUIN, N. VELLAS, Y. GUHEL, **D. DUCATTEAU**, B. BOUDART, J.C. PESANT, Z. BOUGRIOUA, M. GERMAIN, J.C. DE JAEGER, C. GAQUIERE.
Microw. Opt. Technol. Lett., pp.311-315, Vol .46, April 2005.
- [7] A high-power W-band pseudomorphic InGaAs channel PHEMT.
C. GAQUIERE, J. GRUNENPUTT, D. JAMBON, E. DELOS, **D. DUCATTEAU**, M. WERQUIN, D. THERON, P. FELLON.
IEEE Electron Device Lett., pp.533-534, Vol. 26, August 2005.
- [8] Impact of plasma pre-treatment before SiN/sub x/ passivation on *AlGaIn/GaN* HFETs electrical traps.
Y. GUHEL, B. BOUDART, N. VELAS, C. GAQUIERE, E. DELOS, **D. DUCATTEAU**, Z. BOUGRIOUA, M. GERMAIN.
Solid-state-Electronics, pp.1589-1594, Vol. 49, October 2005.
- [9] LP-MOCVD Growth of *AlGaIn/GaN* heterostructures on silicon carbide application to HEMT devices.
M.A. DI-FORTE POISSON, M. MAGIS, M. TORDJMAN, R. AUBRY, N. SARAZIN, M. PESCHANG, E. MORVAN, S.L. DELAGE, J. DI-PERSIO, R. QUERE, B. GRIMBERT, V. HOEL, E. DELOS, **D. DUCATTEAU**, C. GAQUIERE.
Journal of Cristal Growth, pp.305-311, Vol. 272, December 2004.
- [10] *AlGaIn/GaN* HEMTs on Si with power density performance of 1.9W/mm at 10GHz.
A. MINKO, V. HOEL, B. GRIMBERT, E. DELOS, **D. DUCATTEAU**, C. GAQUIERE, D. THERON, J.C. DE JAEGER, H. LAHRECHE, L. WEDZIKOWSKI, R. LANGER, P. BOVE.
IEEE Electron Device Letters, pp.453-455, Vol. 25, July 2004.

Communications internationales à comité de lecture.

- [1] *AlGaN/GaN* HEMT device characterisation using an active loadpull large signal network analyzer.
127/282
C. GAQUIERE, M. WERQUIN, **D. DUCATTEAU**, E. MORVAN, J.C. DE JAEGER.
Proceedings of the 11th International Symposium on Microwave and Optical Technology, pp.491-494, ISMOT-2007, Monte Porzio Catone, Italy, December 2007.
- [2] GaN devices for power amplifier design.
T.M. MARTIN-GUERRERO, **D. DUCATTEAU**, C. CAMACHO-PEÑALOSA, C. GAQUIERE.
TARGET Days : from Ideas to Results, in the frame of the International Conference ISMOT-2007, Roma, Italy, December 2007.
- [3] Accuracy measurements of an original active loadpull based on large signal network analyzer
D. DUCATTEAU, M. WERQUIN, E. DELOS, E. MORVAN, D. THERON, C. GAQUIERE.
Proceedings of the 2007 European Microwave Week, Munich, Germany, October 2007.
- [4] GaN devices for high performance RF power amplifier.
GAQUIERE C., BENBAKHTI B., BOULAY S., DEFRANCE N., **D. DUCATTEAU**, GERARD H., GERBEDOEN, J.C., GRIMBERT B., HOEL V., LEMAITRE J., ROUSSEAU M., SOLTANI A., DE JAEGER J.C., MEDJOUB F., AUBRY R., DUA C., BRYLINSKI C., FLORIOT D., LECOUSTRE G., MORVAN E., POISSON M.A., DELAGE S.
2nd European Microwave Integrated Circuits Conference, EuMIC 2007, Munich, Germany, October 2007.

- [5] Estimation of the surface potential of unstrained InAlN/GaN HEMT's.
M. ALOMARI, F. MEDJDOUB, E. KOHN, J.F. CARLIN, M. GONSCHOREK, E. FELTIN, M.A. PY, N. GRANDJEAN, **D. DUCATTEAU**, C. GAQUIERE.
Proceedings of the 16th European Workshop on Heterostructure Technology, HeTech'07, Fréjus, France, Septembre 2007.
- [6] Characterization of MOS varactors with Large Signal Network Analyser (LSNA) in CMOS 65nm bulk and SOI technologies.
Y. MORANDINI, **D. DUCATTEAU**, J.F. LARCHANCHE, C. GAQUIERE, D. GLORIA.
Proceedings of the 69th ARFTG Microwave Measurement Conference, Honolulu, HI, USA, August 2007.
- [7] Non linear RF device characterization in time domain using an active loadpull large signal network analyzer
D. DUCATTEAU, M. WERQUIN, B. GRIMBERT, E. MORVAN, D. THÉRON, C. GAQUIÈRE.
Proceedings of the 24th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC 2007, Poland, May 2007.
- [8] Caractérisation et modélisation non linéaire de transistors hyperfréquences à effet de champ à base de nanotubes de carbone (CNFETs) à l'aide d'un analyseur de réseau large signal (LSNA).
A. CURUTCHET, J.M. BETHOUX, M. WERQUIN, H. HAPPY, D. THERON, **D. DUCATTEAU**, G. DAMBRINE, C. GAQUIERE, V. DERYCKE.
Actes des 15èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2007, Toulouse, France, 23-25 Mai 2007

- [9] Caractérisation non linéaire de varactances de type MOS et diode avec un analyseur vectoriel non linéaire.
Y. MORANDINI, **D. DUCATTEAU**, J.F. LARCHANCHE, C. GAQUIERE.
Actes des 15èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2007, Toulouse, France, 23-25 Mai 2007.
- [10] Impact of buffer doping on GaN device performance.
M. UREN, D.G. HAYES, D.J. WALLIS, K.P. HILTON, J.O. MACLEAN, A.J. HYDES, A. SIMONS, MUNDAY, A.G., MARTIN T., ROFF C., MAC GOVERN P., BENEDIKT J., TASKER P.J., KUBALL M., SARUA A., MORVAN E., CAILLAS N., DELAGE S., **D. DUCATTEAU**, GRIMBERT B., DE JAEGER J.C.
ESA/DGA Workshop, Noordwijk, The Netherlands, April 2007.
- [11] CURUTCHET A., GAQUIERE C., **DUCATTEAU D.**, THERON D., BETHOUX J.M., HAPPY H., DAMBRINE G., WERQUIN M., DERYCKE V.
Workshop on Compound Semiconductor Materials and Devices, WOCSEMMAD'07, Savannah, GA, USA, feb 2007
- [12] Can InAlN/GaN be an alternative to high power/high temperature *AlGaIn/GaN* devices ?
F. MEDJDOUB, J.F. CARLIN, M. GONSCHOREK, E. FELTIN, M.A. PY, **D. DUCATTEAU**, C. GAQUIERE, N. GRANDJEAN, E. KOHN.
Proceedings of the 2006 IEEE International Electron Devices Meeting, IEDM 2006, San Francisco, CA, USA, December 2006.
- [13] Surface capping of *AlInN/GaN* HEMT structures.
F. MEDJDOUB, **D. DUCATTEAU**, C. GAQUIERE, J.F. CARLIN, M. GONSCHOREK, E. FELTIN, M.A. PY, N. GRANDJEAN, E. KOHN.
European Workshop on III-Nitride Semiconductor Materials and Devices, EW3NS, Heraklion, Crete, Greece, September 2006.

- [14] Large signal microwave characterization of GaN HEMTs.
D. THERON, M. WERQUIN, B. GRIMBERT, **D. DUCATTEAU**, S. VANDENBROUCK, C. GAQUIERE.
Workshop on Compound Semiconductor Materials and Devices, WOCSEMMAD'06, Phoenix, AZ, USA, February 2006.
- [15] *AlGaN/GaN* : processing and characterisation at TIGER laboratory.
AUBRY R., **DUCATTEAU D.**, MORVAN E., GRIMBERT B., DEAN T., FRANCOIS M., TOUATI S., HOEL V., PESANT J.C., LEROY A., THENOT D., DI FORTE-POISSON M.A., ROUSSEAU M., CHARTIER E., and al.
13th European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Applications Symposium, GAAS 2005, Paris, France, Oct 2005
- [16] Comparison of load-pull measurement results of a 4 W pHEMT involving five european laboratories.
J. LEES, J. BENEDIKT, B. BUNZ, C. GAQUIERE, **D. DUCATTEAU**, MARQUEZ-SEGURA E., MARTINGUERRERO, T.M., BAREL A.
Proceedings of the 13th European Gallium Arsenide and Other Compound Semiconductor Applications Symposium, pp.321-324, GAAS 2005, Paris, France, October 2005.
- [17] Effect of the GaN buffer on short channel effects in *AlGaN/GaN* HFETs.
M.J. UREN, K.J. NASH K, J.L. GLASPER, R.S. BALMER, T. MARTIN, E. MORVAN, N. CAILLAS, S. DELAGE, **D. DUCATTEAU**, B. GRIMBERT, DE JAEGER J.C.
29th Workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits, WOCSDICE 2005, Cardiff, UK, May 2005.

- [18] Influence of passivation on high-power *AlGaN/GaN* HEMT devices at 10 GHz.
D. DUCATTEAU, M. WERQUIN, C. GAQUIERE, D. THERON, T. MARTIN, E. DELOS, B. GRIMBERT, E. MORVAN, N. CAILLAS, V. HOEL, J.C. DE JAEGER, S. DELAGE.
Proceedings of the 12th European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, pp. 203-206, GAAS 2004, Amsterdam, The Netherlands, October 2004.
- [19] Tiger *AlGaN/GaN* HEMT technology.
E. MORVAN, B. GRIMBERT, V. HOEL, N. CAILLAS, M.A. POISSON, C. DUA, R. AUBRY, **D. DUCATTEAU**, E. DELOS, J.C. DE JAEGER, S. DELAGE.
European Microwave Week, Amsterdam, Netherlands, October 2004.
- [20] Performances of *AlGaN/GaN* HEMTs in planar technology.
WERQUIN M., VELLAS N., GUHEL Y., **D. DUCATTEAU**, BOUDART B., PESANT J.C., BOUGRIOUA Z., GERMAIN M., DE JAEGER J.C., GAQUIERE C.
Proceedings of the 12th European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, pp. 303-306, GAAS 2004, Amsterdam, The Netherlands, October 2004.
- [21] Microwave performances of gallium nitride based HEMT's devices.
C. GAQUIERE, N. VELLAS, M. WERQUIN, **D. DUCATTEAU**, E. DELOS, E. CHARTIER, D. LANCEREAU, H. GERARD, M.A. POISSON, Y. CORDIER, M. GERMAIN, E. MORVAN, B. GRIMBERT, V. HOEL V.
European Microwave Week, Amsterdam, Netherlands, October 2004.
- [22] Mesures pulsées haute température en mode DC et RF de HEMTs *AlGaN/GaN* sur substrat silicium haute résistivité.
M. WERQUIN, **D. DUCATTEAU**, N. VELLAS, D. JAMBON, D. THERON, E. DELOS, N. CAILLAS, Y. CORDIER, DE JAEGER J.C., S. DELAGE, C. GAQUIERE.
GDR Grand Gap, Fréjus, France, Mai 2004.

- [23] Influence de la température sur les caractéristiques pulsées statiques et hyperfréquences des HEMTs *AlGaN/GaN* sur substrat silicium résistif (111).
M. WERQUIN, C. GAQUIERE, N. VELLAS, E. DELOS, **D. DUCATTEAU**, Y. CORDIER, S. DELAGE, DE JAEGER J.C.
13^{èmes} Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.
- [24] Nonlinear distortion analysis of Ka band MMICs under single-tone, two_tone and NPR excitations.
C. GAQUIERE, **D. DUCATTEAU**, P. DELEMOTTE, Y. CROSNIER, S. TRANCHANT, B. CARNEZ.
GAAS'2002, European Gallium Arsenide and other Semiconductors Application Symposium, Milan, Italy.
- [25] Mise en évidence des effets de pièges sur le comportement électrique de composants HEMTs dans la filière Nitrure de Gallium.
M. WERQUIN, C. GAQUIERE, Y. GUHEL, A. MINKO, V. HOEL, **D. DUCATTEAU**, E. DELOS, M.A. POISSON, F. SEMOND et J.C. DE JAEGER.
3^{ème} Ecole Thématique du CNRS : Matériaux Nitrures d'Eléments III, effets de basses dimentionalités, La Plagne (Savoie) 25-29 Mars 2002.
- [26] Caractérisation de transistors à effet de champs à base de GaN.
C. GAQUIERE, R. AUBRY, Y. GUHEL, A. MINKO, N. VELLAS, M. WERQUIN, B. BOUDART, S. CASSETTE, Y. CORDIER, S. DELAGE, E. DELOS, J.C. DE JAEGER, **D. DUCATTEAU**, H. GERARD, V. HOEL, M.A. POISSON, F. SEMOND et D. THERON,
3^{ème} Ecole Thématique du CNRS : Matériaux Nitrures d'Eléments III, effets de basses dimentionalités, La Plagne (Savoie) 25-29 Mars 2002.

- [27] Détermination de caractéristiques I(V) en régime dynamique grand signal de transistors HEMTs *AlGa_N/Ga_N* sur substrat saphir.
N. VELLAS, C. GAQUIERE, Y. GUHEL, B. BOUDART, **D. DUCATTEAU**, E. DELOS, M.A. POISSON, and J.C. DE JAEGER,
3^{ième} Ecole Thématique du CNRS : Matériaux Nitrures d'Eléments III : effets de basses dimensionnalités, La Plagne (Savoie) 25-29 Mars 2002.
- [28] Caractérisation de transistors à effet de champs à base de GaN.
C. GAQUIERE, R. AUBRY, Y. GUHEL, A. MINKO, N. VELLAS, M. WERQUIN, B. BOUDART, S. CASSETTE, Y. CORDIER, S. DELAGE, E. DELOS, J.C. DE JAEGER, **D. DUCATTEAU**, H. GERARD, V. HOEL, M.A. POISSON ; F. SEMOND et D. THERON,
3^{ième} Ecole Thématique du CNRS : Matériaux Nitrures d'Eléments III, effets de basses dimensionnalités, La Plagne (Savoie) 25-29 Mars 2002.
- [29] High Power Performances of *AlGa_N/Ga_N* HEMTs on Sapphire Substrate at F = 4 GHz.
N. VELLAS, C. GAQUIERE, Y. GUHEL, M. WERQUIN, **D. DUCATTEAU**, B. BOUDART, J.C. DE JAEGER, Z. BOUGRIOUA, M. GERMAIN, M. LEYS, I. MOERMAN, S. BORGHS,
GaAs 2002, Oral presentation in the widegap session, September 2002, Milan, Italy.

Brevets.

- [1] Adaptateur d'impédance automatique compact en guide d'onde.
F. BUE, C. GAQUIERE, N. VELLAS, **D. DUCATTEAU**,
priority number : FR20050005707 20050606 FR2886768 (A1) 2006-12-08
Also published as : Compact automatic impedance adaptater in a waveguide
WO2006131638 (A1) **2006-12-14**
priority number : FR20050007607 20050718
- [2] Adaptateur d'impédance automatique coaxiale.
F. BUE, C. GAQUIERE, N. VELLAS, **D. DUCATTEAU**,
FR2888670 (A1) **2007-01-19**
Also published as : Coaxial automatic impedance adaptator
WO2007010134 (A1) **2007-01-25**

Résumé : De nos jours, les systèmes de télécommunications deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. Les performances électriques des transistors hyperfréquences qui les constituent, doivent être améliorées en terme de fréquence, de puissance, de rendement et de linéarité. Dans le cas des transistors de puissance la caractérisation non linéaire est une étape indispensable afin de mieux comprendre et appréhender les effets limitatifs et d'optimiser leur conception. Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse a été de mettre en œuvre un analyseur de réseaux non linéaire, de valider les mesures provenant de cet équipement et de développer des outils de mesures et d'analyse dans le domaine temporel afin de mieux appréhender les effets limitatifs des transistors à effet de champ aux fréquences micro-ondes.

Dans un premier temps, nous avons montré l'importance de la caractérisation non linéaire hyperfréquence lors de la conception de circuits actifs. Nous avons effectué ensuite une étude bibliographique des principaux systèmes de caractérisation non linéaires existants et qui ont été précurseurs dans ce domaine. Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit le principe de fonctionnement de l'analyseur de réseaux vectoriel non linéaire et sa mise en œuvre. Ensuite, afin d'évaluer les performances de cet équipement, nous avons comparé les mesures provenant de ce dernier à celles effectuées par d'autres laboratoires de recherche sur un même composant de référence. Le troisième chapitre décrit le fonctionnement de l'analyseur de réseaux non linéaire à charge active développé au laboratoire. Une étude de l'incertitude de mesure en fonction de la charge sera présentée. Enfin, afin de valider expérimentalement notre banc, nous avons confronté les mesures effectuées avec ce dernier à des résultats de simulations électriques sur un composant de référence. La suite de ce travail a été consacrée à l'étude expérimentale dans le domaine temporel aux fréquences micro-ondes des effets limitatifs de l'ionisation par impact dans les transistors à effet de champ à hétérojonction de la filière GaAs. Nous avons présenté la technique et les résultats expérimentaux des mesures en régime grand signal effectuées avec le LSNA. Un modèle électrique non linéaire permettant de rendre compte des effets de l'ionisation a été décrit et discuté. La dernière partie est consacrée à une étude expérimentale de passivation et de prétraitement de surface effectuée sur des transistors HEMT à hétérostructure $Al_{0,81}In_{0,19}N/GaN$. Nous avons montré l'avantage d'utiliser l'analyseur de réseaux non linéaire à charge active pour regarder l'influence de la passivation et du prétraitement de surface sur les performances en puissance. Ensuite, nous avons discuté sur la localisation des pièges et de leur dynamique.

Title: "Non Linear Characterization and Analysis of Field effect Transistors for microwave applications in time domain."

Abstract: Nowadays, new telecommunication systems become more and more complex and sophisticated. The transistor electrical performances of each microwave electronic part must be more and more improved in terms of frequency, power, efficiency and linearity. In the case of power transistors, non linear characterization is a necessary step in order to better understand and grasp the limiting effects and optimize their design. In this context, the goal of this PhD work has been to implement a non linear network analyzer, to validate measurements provided by this equipment to develop measurements and analysis tools in time domain in order to understand limiting effects on field effect transistors at microwave frequencies.

First, we show the importance of the non linear characterization at microwave frequencies for the design of active circuits. Then, we carry out the literature review of the main non linear test benches which were precursor in this topic. Second, we describe the Large Signal Network Analyzer setup and its implementation. After that, in order to evaluate the performance of this equipment, we have compared measurements provided by equipment and by those coming from other research laboratories on the same reference device. In the next part, we describe the setup of an active load pull large signal network analyzer developed in our laboratory. A study concerning the measurement uncertainties is presented. Then, in order to validate our setup, we compare non linear measurements obtained under in load pull conditions with data coming from simulation performed on a reference device. The following of this work is devoted to an experimental study in time domain, using LSNA, on the limiting effects of impact ionization inside GaAs HEMT devices. We present some experimental results and mainly measurements under large signal conditions in time domain. A non linear electrical model allows us to account for the impact ionization effects on the time domain waveforms. The next part is devoted to a specific study of passivation and surface pretreatment carried out on $Al_{0,81}In_{0,19}N/GaN$ HEMT device. We show the advantages to use the active load pull large signal network analyzer for studying the influence of passivation and surface pretreatment on the power performance. To finish, we discuss on the traps localization and dynamic.

Mots Cles :

ANALYSEUR DE RESEAUX NON LINEAIRE LSNA CARACTERISATION NON LINEAIRE MESURES PULSEES
 TECHNIQUE DE CHARGE ACTIVE PRECISION DE MESURE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP
 IONISATION PAR IMPACT FORMES D'ONDES TEMPORELLES MODELE NON LINEAIRE
 PIEGES ELECTRIQUESGRILLE VIRTUELLE NITRURE DE GALLIUM HYPERFREQUENCE