

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Sciences – Ingénierie pour l'Information.

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2010

Thèse N° 93-2010

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes

présentée et soutenue par

Jad FARAJ

le 16 Décembre 2010

**Développement et validation d'un banc de
caractérisation de transistors de puissance
en mode temporel impulsionnel**

Thèse dirigée par Jean-Pierre TEYSSIER

JURY :

Christophe Gaquière	Professeur, Université de Lille 1	Rapporteur
Eric Kerhervé	Professeur, Université de Bordeaux 1	Rapporteur
Francis Brasseur	Ingénieur, Thales-Alenia-Space, Toulouse	Examineur
Jan Verspecht	Dr-Ingénieur, J.Verspecht BVBA Belgique	Examineur
Jean-Marc Coupat	Dr-Ingénieur, Freescale, Toulouse	Examineur
Jean-Michel Nébus	Professeur, Université de Limoges	Examineur
Jean-Pierre Teyssier	Professeur, Université de Limoges	Examineur

A mon père, ma mère...

Remerciements

Ces travaux de doctorat se sont déroulés au laboratoire XLIM. Je désire ainsi remercier le Professeur Dominique Cros de m'y avoir accueilli. Je tiens également à remercier le Professeur Raymond Quéré pour m'avoir permis de mener ces travaux dans le département Circuits Composants Signaux Systèmes qu'il dirige.

Ma reconnaissance va également au Professeur Jean-Pierre Teyssier pour avoir encadré ces recherches. Au cours de ces trois années, votre grande disponibilité, votre rigueur scientifique, votre enthousiasme et vos précieux conseils m'ont permis de travailler dans les meilleures conditions. La confiance que vous m'avez accordée ainsi que nos nombreuses discussions m'ont permis de progresser et de mieux appréhender les différentes facettes de la recherche. Soyez assuré, Monsieur, de toute mon estime et de mon profond respect.

Mes remerciements les plus respectueux vont au Professeur Jean-Michel Nébus qui m'a fait l'honneur de prendre connaissance de ce travail et d'en être le président du jury. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Ces quelques pages ne pourraient être publiées sans le concours de Christophe Gaquière, Professeur à l'Université de Lille 1 et de Eric Kerhervé, Professeur à l'Université de Bordeaux. Je vous remercie pour vos conseils et vos suggestions qui ont permis l'amélioration de ce manuscrit. Soyez assurés, Messieurs, de mon plus profond respect.

Messieurs Jan Verspecht, Jean-Marc Coupat et Francis Brasseur, je suis très touché de l'honneur que vous me faites en acceptant d'examiner cette thèse et d'avoir pris part à ce jury.

Je désire remercier tout particulièrement Fabien De Groote pour ses conseils pertinents et les grandes discussions, souvent autour d'un café, concernant le NVNA et la caractérisation RF. Son aide a été précieuse pour l'avancement de mon travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

J'ai également une pensée pour mes amis pour toujours, Naim, Kenaan, Stéphane, Alain, Abdel, Guillaume, Hamzeh, Sylvain, Adeline, Guillaume Mouginot, El-sayed Ahmad, Olivier Jardel et enfin Aurélie qui savent bien combien la réussite de cette thèse dépend en particulier des grands moments passés ensemble et pour nos week-ends de « décompression ». Ainsi que pour les personnels du site de l'IUT GEII à Brive pour leur sympathie et leur aide.

Mes pensées vont plus particulièrement à ma famille qui m'a soutenu et aidé dans mon cursus universitaire.

Enfin, merci beaucoup à Hélène et Marie-Claude pour la quantité de détails pris en charge, et leur aide précieuse, sympathique et indispensable.

Table des matières

Table des figures	9
Liste des tableaux	12
Introduction générale	14
Chapitre 1 : Les transistors RF de puissance et leurs caractérisations	17
1.1 Introduction	18
1.2 Le transistor à effet de champ	19
1.2.1 État de l'art et théorie du transistor à effet de champ	19
1.2.2 La structure du transistor à effet de champ	20
1.2.3 Le mode de fonctionnement normal du transistor TEC	20
1.3 Évolution de la technologie	22
1.3.1 Les effets de pièges	23
1.3.2 Les effets thermiques	26
1.3.3 Conclusion	27
1.4 La caractérisation RF non-linéaire des transistors et amplificateurs de puissance	27
1.4.1 Banc de paramètres [S] basses fréquences	28
1.4.2 Banc de mesure des paramètres [S] et I(V) en impulsions	30
1.4.2.1 Principe et schéma du banc PIV	31
1.4.2.2 Mesures PIV et paramètres [S] en impulsions	35
1.4.3 La caractérisation Load-Pull	38
1.4.3.1 Caractérisation de type Load-Pull actif	40
1.4.3.2 Caractérisation de type Load-Pull Passif	42
1.4.3.3 Discussion	44
1.5 Les récepteurs RF pour bancs de Load-Pull	46
1.5.1 Le NVNA à base de mélangeurs	47
1.5.2 Le NVNA basé sur l'échantillonnage	51
1.6 Conclusion	53
Chapitre 2 : Étalonnage et utilisation du NVNA pour la caractérisation temporelle	54
2.1 Introduction	55
2.2 Description du NVNA	58
2.2.1 Principe de fonctionnement	58
2.2.2 Principe de conversion	59
2.2.3 Acquisition et traitement des signaux pour les mesures temporelles	61
2.2.3.1 Conversion analogique numérique des signaux entrants	61
2.2.3.2 Traitement des signaux convertis	63
2.3 Étalonnage spécifique au NVNA	65
2.3.1 Modèle d'erreur	66
2.3.2 Obtention des paramètres relatifs	67
2.3.3 Étalonnage absolu	72

2.3.3.1	Calibrage des amplitudes dans des plans connectés	73
2.3.3.2	Étalonnage des phases dans un plan connecté	74
2.3.4	Calibrage absolu pour la mesure sous pointes	76
2.3.5	Méthode d'étalonnage absolu sans HPR	81
2.3.6	Test-set de notre banc NVNA	86
2.4	Le NVNA dans l'environnement Load-Pull forte puissance	91
2.4.1	Introduction	91
2.4.2	Linéarité des échantillonneurs RF	92
2.4.3	Le Té de polarisation hybride forte puissance	96
2.4.4	Le coupleur Wave Probe	97
2.5	Description du banc Load-Pull à formes d'ondes temporelles	101
2.5.1	Banc Load-Pull multi-harmonique à NVNA	101
2.5.2	Mesure grand signal RF sous polarisation continue	103
2.6	Technique de simulation des mesures Load-Pull temporel	112
2.6.1	Passerelle entre la mesure et la simulation	115
2.6.2	Vérification et validation	116
2.7	Conclusion	118

Chapitre 3 : Caractérisations temporelles de transistors micro-ondes en impulsions 119

3.1	Introduction	120
3.2	Aspect théorique et analyse pour les mesures en impulsions	121
3.2.1	Rapport cyclique	123
3.2.2	Dynamique de mesure en impulsion	123
3.3	Différentes techniques pour la mesure en impulsion	124
3.3.1	Méthode dite large bande	124
3.3.2	Méthode dite bande étroite	125
3.3.3	Méthode stroboscopique temporelle	126
3.3.3.1	La carte d'horloge dédiée	127
3.3.3.2	Le mode d'impulsions de la carte ADC Spectrum	128
3.4	Mise en place de la méthode impulsionnelle stroboscopique	129
3.4.1	Modes d'impulsions complexes	130
3.4.1.1	Le profil d'impulsions	131
3.4.1.2	Les trains d'impulsions	132
3.5	Résultats des mesures en impulsions	136
3.5.1	Mise en évidence des effets de pièges	136
3.5.2	Mesure de profil d'impulsions	138
3.5.3	Mesure de train d'impulsions	142
3.5.4	Mesures LPT en impulsions sous polarisation continue d'un HEMT AlGaIn/GaN	145
3.5.5	Mesures de Switch RF	150
3.5.5.1	Description de l'expérience	151
3.5.5.2	Résultats des mesures et simulations	153
3.5.5.3	Conclusion	158
3.6	Conclusion	159

Conclusion générale et perspectives	160
Nomenclature	171
Publications et communications relatives à ce travail	172
Annexe 1 : Calcul des paramètres [S] des standards idéaux	174

Table des figures

1.1	Courant de drain dans le transistors TEC	19
1.2	Structure d'un TEC	20
1.3	Régimes de fonctionnement d'un TEC	21
1.4	Réseau I_{DS} en fonction de V_{DS}	22
1.5	Influence de la capture des électrons par les pièges de substrat	25
1.6	Influence de l'émission d'électrons par les pièges de substrat	25
1.7	Banc BF pour l'extraction de paramètres [H] et [Y]	28
1.8	les effets thermiques sur les $ S_{21} $ (module phase) en basses fréquences du TBH	29
1.9	Schéma de montage du Banc I(V) Pulsé, paramètres [S] Pulsés	31
1.10	Positionnement relatif des impulsions I(V) et RF.	34
1.11	Comparaison des courbes à $V_{gs}=0$ V afin d'estimer les pertes de puissance liées aux pièges	36
1.12	Mesures réalisées pour une variation de la température de socle allant de -25°C à 125°C par pas de 50°C , présentation des paramètres Ron et I_{dss} variant linéairement en fonction de la température	37
1.13	Mesure des Paramètres [S] à un point de polarisation et à une température donnée	37
1.14	Puissance de sortie, PAE en fonction de la puissance d'entrée d'un GaN de développement de $8 \times 75 \mu\text{m}$ à 3 dB de compression du gain et pour une fréquence fondamental de 4 GHz	39
1.15	Les effets de pièges en grand signal	40
1.16	Boucle active	41
1.17	Load-pull actif multi-harmoniques	42
1.18	Schéma d'un Source-Pull et Load-Pull basé sur la boucle active	42
1.19	Configuration classique d'un banc Load-Pull passif.	43
1.20	Structure d'un tuner passif	44
1.21	Les impédances réparties sur l'abaque de Smith avec un tuner passif.	44
1.22	NVNA à base de mélangeurs commercialisé par Agilent	47
1.23	Fonctionnement du mélangeur	49
1.24	NVNA à base d'échantillonneur	51
2.1	Schéma équivalent des ondes des tension/courant	56
2.2	NVNA	58
2.3	Principe de conversion	59
2.4	Echantillonnage	61
2.5	Carte Spectrum MI4032 PCI [39]	61
2.6	Bits effectifs en fonction du jitter pour différentes fréquences	63
2.7	La FFT d'un signal échantillonné par les ADC	65
2.8	Configuration pour la calibration relative pour le port 1 et le port 2	68
2.9	Configuration pour la calibration relative avec une connexion directe (excitation sur le port 1)	69
2.10	Configuration pour la calibration relative avec une connexion directe (excitation sur le port 2)	69
2.11	Configuration pour la calibration en amplitude avec un wattmètre	73
2.12	Configuration pour la calibration des phases en utilisant le HPR	75
2.13	Mesures pour l'étalonnage absolu du port auxiliaire	77

2.14	Calibration sur le port auxiliaire	82
2.15	Calibration de phase en utilisant la tête d'échantillonnage comme référence de phase	82
2.16	Réponse impulsionnelle de la tête d'échantillonnage du LSNA	83
2.17	La différence entre la phase du HPR et la phase mesurée par la tête d'échantillonnage	84
2.18	Les formes d'ondes temporelles (FOT) d'entrées et sorties d'un THRU après correction de phase.	85
2.19	Puissance de sortie en fonction puissance d'entrée d'un transistor mesuré sur deux bancs Load-Pull différents.	86
2.20	Configuration STP1 du test-set	87
2.21	Configuration STP2 du test-set	88
2.22	Configuration AUXCAL du test-set	88
2.23	Configuration PHASECAL du test-set	89
2.24	Configuration PAP1HLP du test-set	89
2.25	Switch de Puissance (100 Watts en moyenne sur la bande DC - 18 GHz)	90
2.26	Switch de Précision avec charges 2 Watts, bande DC - 26.5 GHz	90
2.27	Réponse IF des échantillonneurs RF du LSNA, en fonctionnement non-linéaire.	93
2.28	Linéarité des échantillonneurs RF du LSNA	94
2.29	Té de polarisation Hybride 200 V, 7 A	97
2.30	Coupleur à boucle localisée	98
2.31	Facteurs de couplage en fonction de la fréquence pour 5 profondeurs d variant de 2 à 5 mm	99
2.32	Répartition des impédances en utilisant les « Wave Probes »	101
2.33	Répartition des impédances sur l'abaque de Smith en utilisant des coupleurs classiques distribués	102
2.34	$ S_{21} $ d'un THRU mesuré par WP pour plusieurs forts coefficients de réflexion	103
2.35	$ S_{21} $ d'un THRU mesuré par réflectomètre pour plusieurs forts coefficients de réflexion	104
2.36	Formes d'ondes temporelles Ids(Vds) pour plusieurs coefficients de réflexion	104
2.37	Le banc Load-Pull Temporel	105
2.38	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale, pour différentes impédance de sortie.	106
2.39	PAE en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale, pour différentes impédance de sortie.	107
2.40	PAE en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale, avec un contrôle d'impédance aux deuxième harmonique.	108
2.41	Tension de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	109
2.42	Courant de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	109
2.43	Tension de drain en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	110

2.44	Courant de drain en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	110
2.45	Cycle d'entrée pour différentes puissances d'entrée	111
2.46	Cycle de charge pour différentes puissances d'entrée	111
2.47	Spectre RF d'un signal non-linéaire	112
2.48	Modèle du « CitiFile » fichier de stockage des données de mesures . .	114
2.49	Le modèle utilisé sous ADS pour la simulation Load-Pull temporelle .	115
2.50	Formes d'ondes temporelles de tension à l'entrée du modèle de transistor. Les courbes rouges correspondent aux mesures et les courbes bleues en pointillés correspondent aux simulations	117
2.51	Formes d'ondes temporelles de tension à la sortie du modèle de transistor. Les courbes rouges correspondent aux mesures et les courbes bleues en pointillés correspondent aux simulations	117
3.1	Impulsions périodiques de largeur Δ et de période T	121
3.2	Modules des raies d'un signal rectangle périodique pour une largeur d'impulsion $\Delta = 1$ et $T=5$	123
3.3	Détection large bande et bande étroite	125
3.4	Échantillonnage synchronisé de la fréquence intermédiaire	127
3.5	La carte d'horloge pour les impulsions du LSNA	128
3.6	L'option « multiples enregistrements » de la carte ADC Spectrum . .	129
3.7	Schéma simplifié du NVNA avec génération des impulsions	129
3.8	Le banc Load-Pull temporel en impulsions	130
3.9	Principe du profil d'impulsions.	131
3.10	Retard ajustable pour la mesure de profil d'impulsions.	132
3.11	Principe de mesure pour la caractérisation en mode de train d'impulsions.	133
3.12	Reconstitution du signal numérisé en mode de train d'impulsions . . .	134
3.13	Schéma interne du NVNA pour le mode train d'impulsion.	135
3.14	Configuration des impulsions $I(V)$ pour la mesure LPT, ici avec $V_{DS0}=0$ V	137
3.15	Cycles de charge à 2 GHz d'un HEMT AlGaIn soumis à 4 dB de compression de gain pour différents V_{DS0} , mesure en impulsion avec une largeur d'impulsion de 10 μs , période 100 μs	138
3.16	Puissance de sortie à la fréquence fondamentale pour différents V_{DS0} , mesure en impulsion avec une largeur d'impulsion de 10 μs , période 100 μs	139
3.17	Rendement en puissance ajoutée (PAE) pour différents V_{DS0} , mesure en impulsion avec une largeur d'impulsion de 10 μs , période 100 μs .	139
3.18	Profil du gain au cours de l'impulsion	140
3.19	Profil de la phase au cours de l'impulsion	141
3.20	Formes d'ondes temporelles des tensions/courants extrinsèques de drain à 4dB de compression	143
3.21	Cycle de charge extrinsèque de drain à 4 dB de compression	143
3.22	Évolution de la module de gain après le passage de la première, deuxième et la troisième impulsion du train et à 4 dB de compression	144

3.23	Évolution de la phase de gain après le passage de la première, deuxième et la troisième impulsion du train et à 4 dB de compression	145
3.24	Schéma explicatif sur la forme du courant de drain moyen obtenu après l'excitation des signaux RF en impulsion et polarisation continue.	146
3.25	Mesures du courant moyen de drain à différents niveaux de puissance RF en impulsions pour un transistor polarisé en continu. Largeur d'impulsion = 80 μ s, période = 800 μ s).	147
3.26	Mesures du courant moyen de drain à différentes largeurs d'impulsion pour un seul niveau de puissance RF (Puissance RF = 10,9 dBm) (Période fixe 800 μ s).	148
3.27	Formes d'ondes temporelles extrinsèques à la sortie pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée jusqu'à 2 dB de compression de gain.	149
3.28	Puissance de sortie, rendement en puissance ajouté, gain en fonction de puissance d'entrée jusqu'à 2 dB de compression de gain.	150
3.29	Zones de fonctionnement d'un <i>Switch</i> RF	152
3.30	Utilisations des <i>Switches</i> RF dans les systèmes d'émission/réception.	153
3.31	Configuration du banc Load-Pull temporel lors des mesures des composants en <i>Switch</i>	154
3.32	Formes d'ondes temporelles extrinsèques de V_{gs} avec une polarisation de grille et de drain de 0 V, l'impédance RF de la grille est de 50 Ω et pour différents niveau de puissance d'entrée successivement 1 dBm, 5 dBm, 18 dBm et 32 dBm. Les signaux de tension mesurés sont directement injectés dans la simulation pour la validation du modèle.	155
3.33	(A) : Cycles de charge extrinsèques de l'accès de drain pendant l'état ON ; (B) : Cycles de charge extrinsèque de l'accès de drain pendant l'état OFF, cycles mesuré et simulé pour quatre niveaux de puissance d'entrée 1 dBm, 5 dBm 18 dBm et 32 dB.	155
3.34	(A) :Les cycles de charge intrinsèques de drain pendant l'état ON ; (B) :Les cycles de charge intrinsèques de drain pendant l'état OFF, cycles simulés pour quatre niveaux de puissance d'entrée 1 dBm, 5 dBm 18 dBm et 32 dBm.	156
3.35	Les courants DC en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs impédances RF de grille (50 Ω , \approx SC, \approx OC), l'impédance de drain DC est 10 Ω , les mesures sont tracées en croix, et le modèle en trait plein.	156
3.36	Cycles de charge extrinsèques de drain pour quatre niveaux de puissance variant entre 1 dBm et 37 dBm, pour trois impédances RF de grille ((50 Ω , \approx SC, \approx OC)), l'impédance de drain DC est CO 1M Ω .	157
3.37	Partie continue de la tension de drain en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs impédances RF de grille (50 Ω , \approx SC, \approx OC), l'impédance de drain DC est CO 1M Ω .	157

Liste des tableaux

1.1	Les paramètres technologiques des matériaux utilisés dans la fabrication des transistors de puissance RF	23
3.1	Exemples des configurations pour le mode train d'impulsions.	136
3.2	Résumé des mesures pour différentes configurations, les phénomènes d'auto-polarisation observés et leurs valeurs de puissances seuils	159

Introduction générale

Le contexte actuel de l'augmentation constante de l'offre des services numériques à distance et de la mobilité génère une croissance exponentielle des besoins de transport de données. Cette tendance semble devoir continuer durablement tant l'imagination de nouveaux services semble féconde. La bande passante de transport de données reste souvent un frein à l'évolution, et toute technique permettant d'optimiser cette bande passante est bienvenue et apporte un bénéfice immédiat à celui qui la met en œuvre le premier.

En conséquence, tous les systèmes de communications modernes (systèmes de radiocommunications entre mobiles, systèmes de télécommunications par satellites) évoluent vers une complexité de plus en plus grande permettant de gérer des flux simultanés et variés unicast, multicast, broadcast dans un contexte multi-utilisateur de partage spatial et temporel des ressources radio. Cette évolution a des conséquences tangibles sur l'occupation spectrale de la bande RF (radio fréquences) ; pour satisfaire les besoins présents et à venir des systèmes de modulations complexes (notamment large bande) sont mis en œuvre.

Cette complexification des signaux radios a des conséquences directes sur l'élément actif le plus près de l'antenne d'émission : l'amplificateur RF de puissance. Le cahier des charges de cet élément clef des systèmes de télécommunications s'est beaucoup durci car les exigences en puissance, dynamique, linéarité et rendement sont devenues très contraignantes. Il est notable que les contraintes sur les amplificateurs de puissance RF inclus dans la conception des radars deviennent elles aussi très exigeantes en puissance, linéarité et rendement.

Par ailleurs, et tout particulièrement de nos jours, les tendances lourdes d'évolution sociétales en matière d'économie d'énergie augmentent la contrainte de rendement sur les équipements électroniques de puissance ; de la même manière l'autonomie des batteries des équipements portables ne peut s'accommoder des nouvelles modulations large-bande et haut débit que si l'amplificateur de puissance RF est très optimisé.

Il est donc indispensable de faire évoluer les circuits et systèmes électroniques RF de puissance. La conception des circuits doit mettre en œuvre des techniques et des composants innovants, ce qui signifie une difficulté accrue des travaux de conception, de réalisation et de test, donc une prise de risque plus importante. Les contraintes particulières aux circuits RF de puissance, à savoir qu'il est souvent

impossible d'effectuer des ajustages *a posteriori*, font que l'étape de conception doit être particulièrement soignée pour avoir des chances raisonnables d'aboutir, lors de la réalisation, aux résultats souhaités.

Cette étape de conception des circuits RF, et tout particulièrement des amplificateurs de puissance, s'appuie sur des logiciels de simulation à la fiabilité bien éprouvée. Mais, comme pour tout logiciel de simulation, la qualité des résultats obtenus est limitée par la qualité des modèles élémentaires inclus dedans.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux de cette thèse, en mettant tout particulièrement l'accent sur la caractérisation et la modélisation de l'élément clef des amplificateurs de puissance RF à l'état solide : le transistor RF.

Nous allons donc nous consacrer à la mise en œuvre et à l'amélioration de systèmes de mesures pour les transistors RF. En effet, un modèle réaliste et fiable de transistor RF ne peut être établi et vérifié qu'à partir d'un ensemble cohérent de mesures significatives. Ces mesures de laboratoire seront généralement faites dans un environnement électrique et thermique qui ressemble le plus possible à l'environnement réel de travail du transistor lorsqu'il est inclus dans l'amplificateur de puissance, nous parlerons alors de mesures fonctionnelles.

Le cœur de nos travaux est constitué de l'étude des transistors RF sur un banc dit de « Load-Pull Temporel » en impulsions, que nous décrirons en détail dans notre manuscrit.

Ce mémoire est composé de trois chapitres.

Dans un premier temps, après une brève présentation des transistors RF de puissance et notamment aux composants sur Nitrure de Gallium, une présentation générale est consacrée dans le chapitre premier aux différents systèmes de mesure des transistors RF de puissance et aux résultats que l'on peut en escompter, avec la description de leurs limitations dues aux effets de mémoires lentes. Une attention particulière est portée sur les impulsions $I(V)$ et la description de la caractérisation temporelle non linéaire RF.

Le second chapitre est consacré tout d'abord à l'analyseur de réseaux vectoriels grand signal, appelé NVNA (Nonlinear Vector Network Analyzer). Son

fonctionnement est décrit en détail, ainsi que son étalonnage absolu très particulier qui est expliqué dans les différentes configurations de mesures connectées ou sous pointes, et avec différentes technologies de références de phases. La suite de ce chapitre développe différents aspects du banc de type Load-Pull multi-harmoniques que nous avons finalisé et utilisé.

La troisième partie de ce mémoire présente la mise en place des modes d'impulsions du NVNA, ces modes ont la particularité avec notre approche de ne pas induire de pertes de dynamique pour les mesures de formes d'ondes temporelles. Le mode d'impulsions simples, le profil d'impulsions et le train d'impulsions sont décrits. Ce chapitre présente ensuite une sélection de résultats de mesure démontrant les capacités en impulsions de notre NVNA. Nous obtiendrons ainsi des informations pertinentes sur le fonctionnement des transistors de puissance et la possibilité de valider des modèles non-linéaires complexes lorsqu'ils sont soumis à des conditions extrêmes.

Enfin, la conclusion présentera une synthèse des résultats obtenus et mettra en lumière les perspectives associées à ce travail.

Chapitre 1 :

Les transistors RF de puissance et leurs caractérisations

1.1 Introduction

Les circuits et les composants électroniques utilisés actuellement dans les applications de télécommunications radio-fréquences comme la téléphonie mobile et ses multitudes de protocoles (GSM, UMTS, 3G, 4G, etc....), les réseaux sans fil (Wifi, Bluetooth, WiMax....) et dans les radars (militaires et civils) requièrent des composants de plus en plus performants et de plus en plus sophistiqués. La conception et la réalisation de systèmes de télécommunications, qu'ils soient terrestres ou spatiaux, exigent pour les ingénieurs de disposer d'outils appropriés.

En conséquence, des systèmes informatiques puissants associés à des logiciels de simulation sont devenus indispensables aux concepteurs. Pour cette étape de conception assistée par ordinateur (CAO), l'élaboration de modèles non-linéaires robustes des transistors RF devient cruciale et incontournable. Conjointement à cette élaboration des modèles, les systèmes de caractérisation opérationnelle précis, sophistiqués et évolutifs sont essentiels pour la validation des modèles et des méthodes de conception.

Ce chapitre est consacré dans une première partie à une présentation générale des transistors à effet de champ et à la mise en lumière des problèmes qui existent dans ces composants, ceci tout particulièrement pour les dispositifs de nouvelle génération.

Dans une seconde partie, nous ferons une description générale de plusieurs types de bancs de caractérisation présentant un intérêt pour l'étude des transistors RF de puissance.

1.2 Le transistor à effet de champ

1.2.1 État de l'art et théorie du transistor à effet de champ

Le transistor à effet de champ (TEC, ou FET Field Effect Transistor) est un dispositif imaginé par Shockley en 1958. Le principe en est le contrôle du courant dans un barreau semi-conducteur à l'aide de deux tensions. En effet si on considère un barreau semi-conducteur avec un nombre d'électrons n , le courant Figure 1.1 s'écrit :

$$I_D = q \cdot n \cdot V \cdot S \quad (1.1)$$

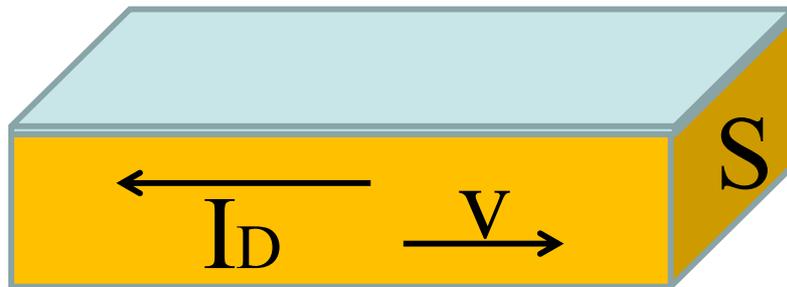


FIGURE 1.1 – Courant de drain dans le transistors TEC

Où :

q est la charge électrique du porteur.

n est le nombre d'électrons.

V est la vitesse de mobilité des électrons.

S est la section du barreau.

Dans l'expression précédente n , V et S sont susceptibles de varier. Suivant que l'on fait varier S ou n on distingue deux grandes familles de transistors à effet de champ :

- Les transistors à jonction pour lesquels on provoque une variation de la section du canal S
 - Jonction PN silicium (JFET)
 - Jonction métal Semi-conducteur MESFET
- Les transistors à contrôle de charges pour lesquels on fait varier le nombre de porteurs n
 - Les transistors à grille isolée sur Silicium (MOSFET)

- Les transistors à Hétérojonction sur AsGa, GaN ou SiC (HFET, HEMT, PHEMT)

Pour les deux types de transistors cités l'effet de champ se manifeste par le pincement du canal et la saturation de la vitesse V des porteurs.

1.2.2 La structure du transistor à effet de champ

La structure d'un transistor à effet de champ à jonction est donnée sur la Figure 1.2. Elle est constituée d'un canal généralement dopé N inséré entre deux zones dopées P+. On distingue 3 contacts :

- la Source S est l'électrode par où les porteurs majoritaires entrent dans le barreau.
- le drain D est l'électrode par où les porteurs majoritaires quittent le barreau.
- la grille G permet de commander le courant I_{DS} .

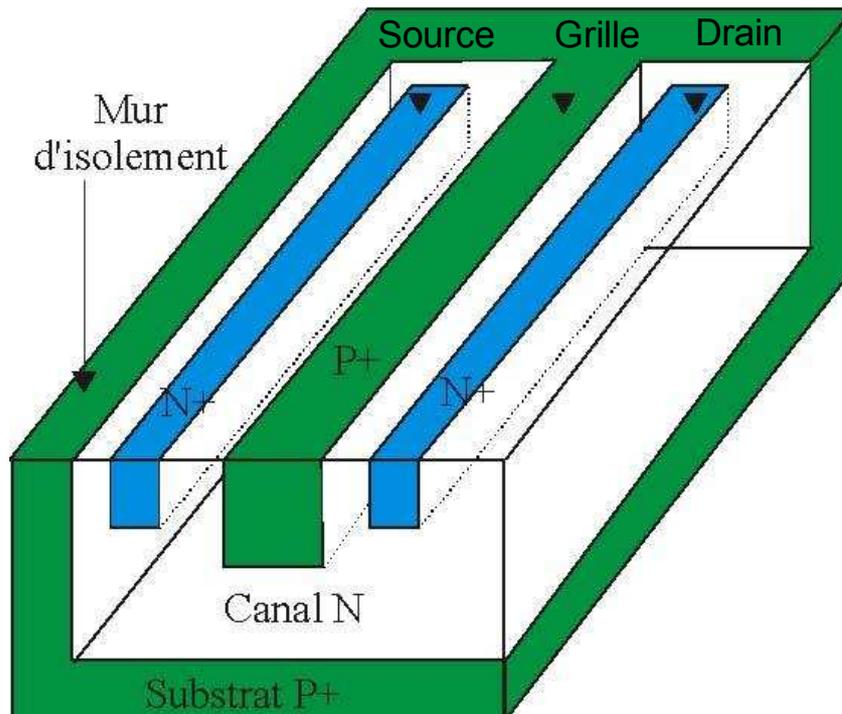


FIGURE 1.2 – Structure d'un TEC

1.2.3 Le mode de fonctionnement normal du transistor TEC

En fonctionnement normal, la grille est polarisée négativement par rapport à la source ($V_{GS} < 0$) et le drain est polarisé positivement par rapport à la source ($V_{DS} > 0$). D'autres modes existent, notamment le mode FET froid, mais ne sont pas

utilisés en amplification de puissance

Dans ces conditions les deux jonctions P et N sont polarisées en inverse et il se crée une zone de charge d'espace s'étendant essentiellement du côté N (du fait de la différence des dopages) dépourvue de porteurs mobiles. La largeur de cette zone est commandée par la tension inverse appliquée à la jonction à l'abscisse x . On peut ainsi régler l'épaisseur du canal pour une densité de courant donnée ce qui revient à régler l'intensité du courant I_{DS} circulant dans ce canal.

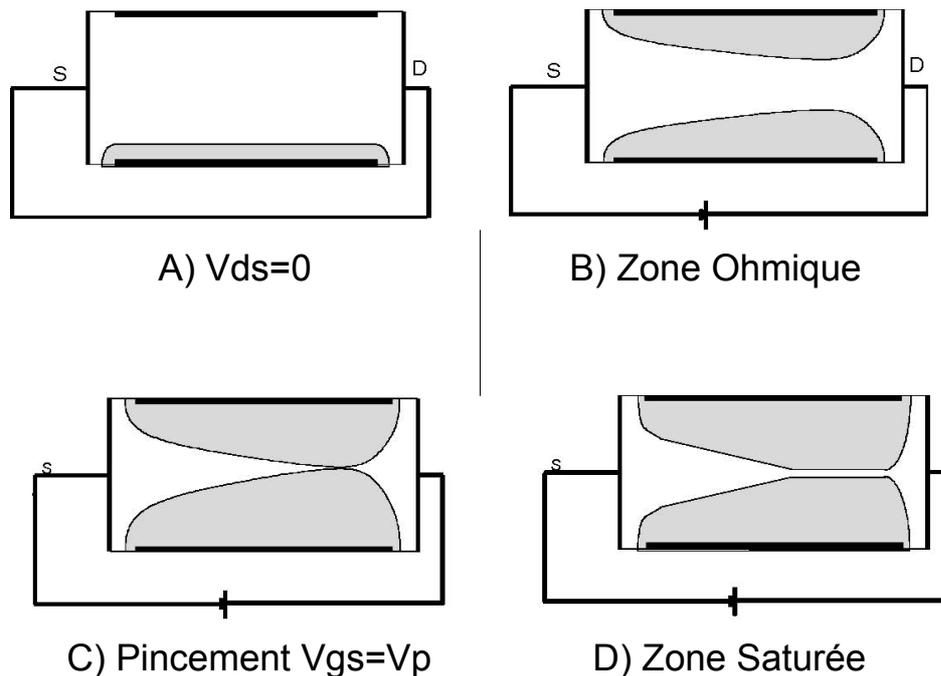


FIGURE 1.3 – Régimes de fonctionnement d'un TEC

Considérons un fonctionnement du TEC à $V_{GS} < 0$ constante. Lorsque $V_{DS}=0$ la zone de charge d'espace a la même largeur dans tout le canal (fig 2-a). Le transistor se comporte alors, vis à vis d'un petit signal alternatif, comme une résistance dont on peut faire varier la valeur en fonction de V_{GS} . Lorsque l'on augmente V_{DS} à partir de cette valeur nulle le courant I_{DS} se met à croître. D'autre part la tension inverse appliquée à la jonction P et N constituée par la grille et le canal varie de V_{GS} au niveau de la source, à $V_{GS}-V_{DS}$ au niveau du drain. Du fait que $V_{DS} > 0$ et $V_{GS} < 0$ on a : $V_{GS} - V_{DS} < V_{GS}$ et la largeur de la zone de charge d'espace augmente de la source au drain. On dit alors, dans le cas de la Figure 1.3-b, que le transistor fonctionne en zone ohmique.

Lorsque la tension $V_{GS}-V_{DS}$ atteint une valeur particulière V_p les deux côtés de la zone de charge d'espace se rejoignent au niveau du drain provoquant ainsi le

pincement du canal Figure 1.3-c. La tension V_p est appelée tension de pincement et constitue une caractéristique essentielle du transistor. Si l'on continue à augmenter V_{DS} le courant I_{DS} reste sensiblement constant c'est à-dire qu'il reste un résidu de canal permettant le passage du courant Figure 1.3-d. En effet, si le pincement était complet, le courant I_{DS} serait nul et la tension V_{DS} serait appliquée entièrement à l'endroit du pincement. Il résulterait alors en cet endroit un champ électrique très intense à même de réouvrir le canal. En fait, il se produit un équilibre entre la largeur limite du canal et l'intensité du champ électrique qui maintient le courant I_{DS} constant.

Ce phénomène appelé « effet de champ » permet d'expliquer l'allure des caractéristiques I_{DS} en fonction de V_{DS} d'un TEC Figure 1.4 .

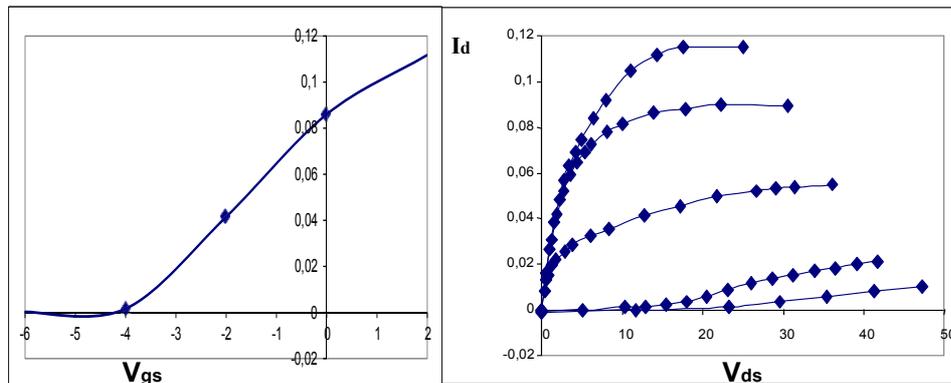


FIGURE 1.4 – Réseau I_{DS} en fonction de V_{DS}

1.3 Évolution de la technologie

Les montées en puissance et en fréquence sont les facteurs moteurs des développements des systèmes de télécommunications. Ces dernières années, pour pallier aux limitations rencontrées, plusieurs études ont été lancées dans le domaine de la physique des composants pour répondre aux besoins de génération de puissance micro-onde [1] [2] [3] [4] [5]. Par conséquent, plusieurs technologies novatrices de semi-conducteurs ont été développées. Nous présentons dans le tableau 1.1 les paramètres physiques essentiels des semi-conducteurs utilisés dans les transistors de puissance micro-ondes.

Les deux paramètres essentiels qui influent sur la puissance ou qui permettent d'obtenir une forte puissance en sortie d'un transistor sont le champ électrique critique et les possibilités de dissipation de la chaleur [6]. D'autres paramètres sont

Semi-Conducteur	SI	AsGa	InP	SiC	GaN
Caractéristique					
Champ électrique critique (MV/cm)	0,3	0,4	0,5	3	3,3
Conductivité thermique	1,5	0,5	0,7	4,5	>1,5

TABLE 1.1 – Les paramètres technologiques des matériaux utilisés dans la fabrication des transistors de puissance RF

évidemment importants, mais ne sont pas développés dans ce mémoire.

Dans les nouvelles spécifications d’amplificateurs de puissance pour les systèmes de télécommunications, il est demandé à la fois une forte puissance et une grande linéarité. Pour arriver à des dispositifs qui répondent à de tels besoins, les transistors à base de Nitrure de Gallium (GaN) sont intéressants compte tenu de leurs caractéristiques, cf le tableau 1.1. Mais il reste des problèmes à résoudre avec cette technologie GaN, notamment au niveau de la fiabilité, de la tension de claquage, des pièges de substrat et de tenue en température [7] [8]. De très récents développements montrent qu’il va être possible sous peu de disposer de substrats GaN de qualité notablement améliorée [9], d’où un intérêt encore plus grand de s’intéresser à cette technologie. Mais les effets de pièges encore très présents dans cette technologie peu mature vont sérieusement limiter les performances.

1.3.1 Les effets de pièges

Le nitrure de gallium est un matériau semi-conducteur dont la croissance est difficile à contrôler du point de vue de ses défauts d’écarts de mailles qu’ils soient structurels ou qu’ils soient ponctuels (impuretés, défauts intrinsèques). Ces impuretés génèrent des états énergétiques qui peuvent être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ces porteurs sont alors retenus pendant un temps t dans ces niveaux d’énergie et ne peuvent pas participer à la conduction, d’où le nom de pièges. Ces niveaux énergétiques constituent donc des pièges pour les matériaux semi-conducteurs.

Plus le *gap* du semi-conducteur (hauteur de la bande interdite) est grand et plus il offre la possibilité à des pièges de se former sur des niveaux d’énergie dans la bande interdite. Ces pièges ont la faculté de capturer ou d’émettre un électron ou un trou avec des constantes de temps diverses. Ces effets de pièges ont donc des conséquences sur le courant de drain.

La constante de temps de capture de pièges a une durée inférieure à la microseconde et même parfois inférieure à la nanoseconde ; alors que celle d'émission des pièges a une durée très supérieure à celle de la capture, c'est-à-dire pouvant être de l'ordre de la milliseconde ou plus. Ces constantes de temps induisent des phénomènes de mémoires basses fréquences.

Les phénomènes de pièges et les effets mémoires associés, résultant donc de l'existence d'impuretés ou de défauts dans le réseau cristallin, altèrent considérablement le comportement électrique du transistor aux fréquences micro-ondes [4].

On distingue deux phénomènes électriques de pièges prépondérants observés sur le courant de sortie du composant : le *drain-lag* et le *gate-lag* [10].

Pour mettre en évidence ces phénomènes de pièges, il est possible entre autres d'utiliser la méthode de mesure en régime I(V) en impulsions. En effet, on fixe un point de polarisation au repos, d'une part pour avoir un contrôle de l'état thermique et, d'autre part pour avoir un état de pièges à peu près fixé, ce pour toute la mesure des caractéristiques I(V). En conséquence, si on effectue les mesures I(V) en impulsions à partir de plusieurs points de repos en conservant une puissance dissipée identique pour éviter la dispersion du courant I_{DS} due à l'échauffement du composant, la dispersion constatée entre les différentes mesures I(V) en impulsions reflètera les effets de pièges.

Dans le cas particulier des *drain-lag*, si cette dispersion de mesure I(V) est en relation avec les phénomènes des pièges du substrat, alors l'effet indésirable est directement en rapport avec le champ électrique généré par la tension appliquée entre le drain et la source [4]. La présence de pièges dans le substrat semi-isolant engendre des états transitoires du courant de sortie I_{DS} vis à vis des variations de la tension V_{DS} . En l'absence de variation des tensions de commande, le nombre de pièges reste constant. Le nombre de pièges qui capturent un électron venant du canal est égal au nombre d'atomes libérant un électron.

Lorsque la tension V_{DS} passe d'une tension nulle à une tension positive comme présenté sur la Figure 1.5, un grand nombre d'électrons seront injectés dans le substrat et seront capturés par les pièges. La charge négative dans le substrat va créer une zone de charge d'espace positive dans le canal (canal - substrat).

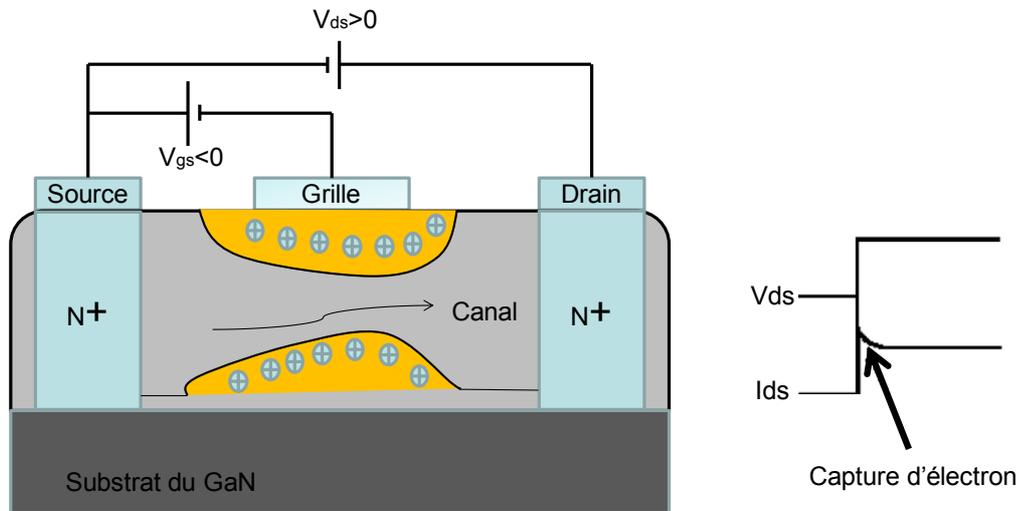


FIGURE 1.5 – Influence de la capture des électrons par les pièges de substrat

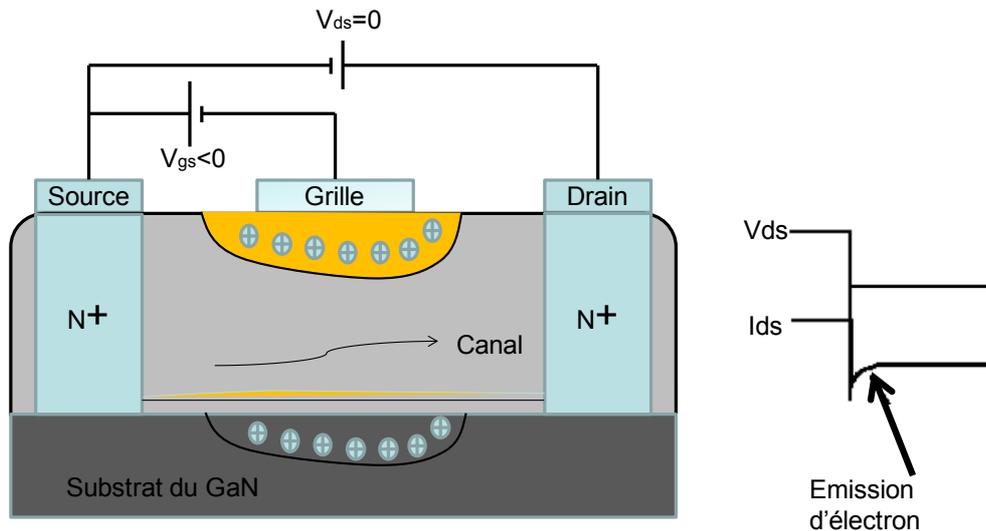


FIGURE 1.6 – Influence de l'émission d'électrons par les pièges de substrat

Cette section chargée positivement dans le canal diminue rapidement le courant de drain-source I_{DS} jusqu'à l'équilibre.

Lorsque la tension V_{DS} passe brusquement à zéro, cf Figure 1.6, les pièges libèrent un grand nombre d'électrons dans le canal. En conséquence, la charge d'espace à l'interface canal - substrat diminue lentement, ce qui augmente l'épaisseur du canal. Cependant, le courant I_{DS} augmente au rythme du processus de libération des charges dans le canal jusqu'à atteindre son état permanent.

Des phénomènes physiques de pièges peuvent aussi se localiser à l'interface grille-canal du composant, et alors au niveau électrique nous observerons un

comportement de *gate-lag*.

1.3.2 Les effets thermiques

Nous présentons ici les effets thermiques et l'impact de ces effets sur les transistors aux fréquences micro-ondes. La forte puissance dissipée dans les composants actifs de puissance engendre une élévation de température qu'il est difficile de maîtriser, car les flux de chaleur à évacuer sont très importants relativement à la taille des composants. La température affecte la mobilité des porteurs dans le canal ainsi que le coefficient de diffusion des charges porteuses. Ces paramètres tendent à se dégrader progressivement avec l'augmentation de la température. L'élévation thermique entraîne donc une diminution du courant généré par le composant.

Par exemple, les effets thermiques interviennent dans les circuits micro-ondes utilisés pour les applications radar. En régime de fonctionnement fortement non-linéaire de l'amplificateur de puissance, les effets thermiques ont un impact sur la forme des impulsions radars, avec une dégradation du gain et une variation de phase au cours d'une impulsion et d'une impulsion à l'autre dans le même train d'impulsions.

La température des transistors de puissance, qui est liée à leur fonctionnement électrique et aux puissances dissipées, agit elle-même sur le fonctionnement électrique du composant. Il s'agit donc d'un système non-linéaire lié avec des constantes de temps très différentes, la partie thermique se comportant comme un effet mémoire basse fréquence.

L'état thermique d'un composant dépend des trois facteurs principaux : la température ambiante, l'auto-échauffement dû au point de polarisation du transistor et le bilan des puissances RF injectées et extraites à ses accès [11][12][13]. Pour comprendre le phénomène de l'auto-échauffement du transistor, il faut raisonner en terme de puissance dissipée.

La puissance dissipée instantanée est définie par l'équation 1.2, cette puissance dépend entre autre de la classe de fonctionnement du transistor et elle transforme l'électricité en chaleur par l'effet Joule, d'où l'auto-échauffement.

$$P_{dissipée} = |V_{GS} * I_{GS}| + |V_{DS} * I_{DS}| \quad (1.2)$$

1.3.3 Conclusion

Nous avons évoqué dans cette partie l'évolution technologique des composants actifs dans le système de télécommunications modernes et l'avènement des composants sur Nitrure de Gallium. Le comportement de ces nouveaux composants de puissance est complexe car il vient s'ajouter à l'effet transistor fondamental de nombreux phénomènes non-linéaires parasites qu'il faut prendre en compte pour pouvoir réaliser des simulations fiables, notamment les signaux issus de modulations large bande ou en impulsions seront très affectés par les effets mémoires, que ces derniers soient dus à des pièges ou à des effets thermiques.

Il y a donc un réel besoin de disposer d'outils, de méthodes et de bancs de caractérisations qui seront aptes à mettre en évidence et à quantifier ces phénomènes afin de pouvoir élaborer et vérifier des modèles fiables.

1.4 La caractérisation RF non-linéaire des transistors et amplificateurs de puissance

Pour répondre à la problématique évoquée dans la partie précédente de ce chapitre, le laboratoire XLIM de l'Université de Limoges a depuis longtemps fait un effort considérable de recherche en instrumentation afin d'élaborer des bancs de caractérisations originaux de dispositifs actifs RF. Le but de ces travaux, en plus d'élaborer des bancs à l'état de l'art, consiste à disposer de tous les outils nécessaires pour mener des investigations les plus exhaustives possible des composants sous test.

Nous allons développer ici une description succincte des bancs nous intéressant tout particulièrement :

- banc de paramètres [S] basses fréquences.
- banc de mesures I(V) et paramètres [S] en impulsions.
- banc dits « Load-pull ».
- banc de mesure de formes d'ondes temporelles.

1.4.1 Banc de paramètres [S] basses fréquences

Dans le but d'étudier le comportement des transistors en basses fréquences (BF) et en particulier les effets dispersifs lents (thermique et pièges), le laboratoire d'XLIM à Brive a mis en place un banc de mesures des paramètres-[S] en BF qui couvre la bande de fréquences [10 Hz - 500 MHz]. La réponse des composants RF aux basses fréquences apporte une information directe sur les effets mémoires BF existant dans ces composants. Ce banc utilise un analyseur vectoriel développé par Agilent (HP 4195A) et un té de polarisation résistif fabriqué au sein du département C^2S^2 , qui permet de couvrir la bande BF, cf Figure 1.7.

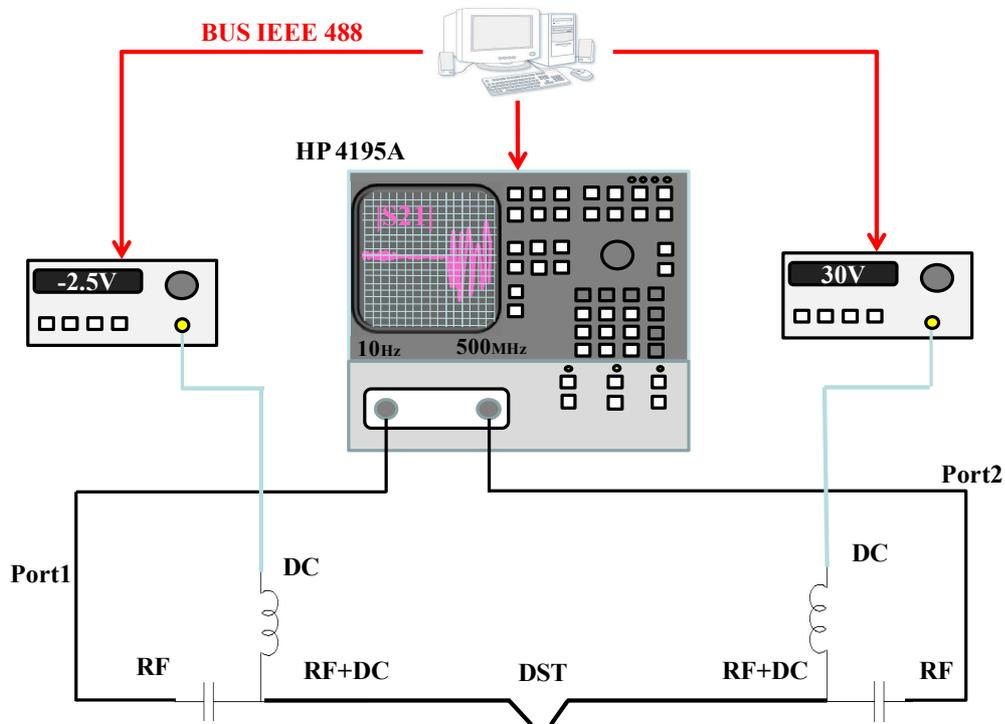


FIGURE 1.7 – Banc BF pour l'extraction de paramètres [H] et [Y]

Ce banc permet de mesurer les paramètres [S] BF à partir desquels on peut extraire les paramètres [H] pour les transistors bipolaires, et les paramètres [Y] pour les transistors à effet de champ. Le but est de caractériser et d'améliorer notre compréhension et ainsi notre modélisation des phénomènes basses fréquences, essentiellement thermiques et effets de pièges, présents dans les transistors. Les périodes associées à ces mémoires se matérialisent au niveau du comportement électrique comme des variations en fonction de la fréquence des caractéristiques de gain et d'impédance de drain.

Ce banc de mesure prometteur est en cours de développement, des premières expériences ont été effectuées avec un Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) réalisé sur technologie Arséniure de Gallium. Des mesures des paramètres [S] ont été menées sur ce composant afin d'extraire les paramètres [H], car ces paramètres sont liés directement au changement d'état thermique du composant. Grâce à ces mesures nous pouvons mettre en évidence les temps de propagation du flux de chaleur à travers les diverses couches du composant et de son support.

Une comparaison des mesures des paramètres [S] et [H] est présentée dans la Figure 1.8 avec des simulations physiques du modèle électro-thermique développé par Alain Xiong, qui montre une correspondance entre la mesure et la simulation. Cela permet d'aboutir à une nouvelle méthode pour l'extraction de l'impédance thermique de 10 Hz jusqu'à 10 MHz [14].

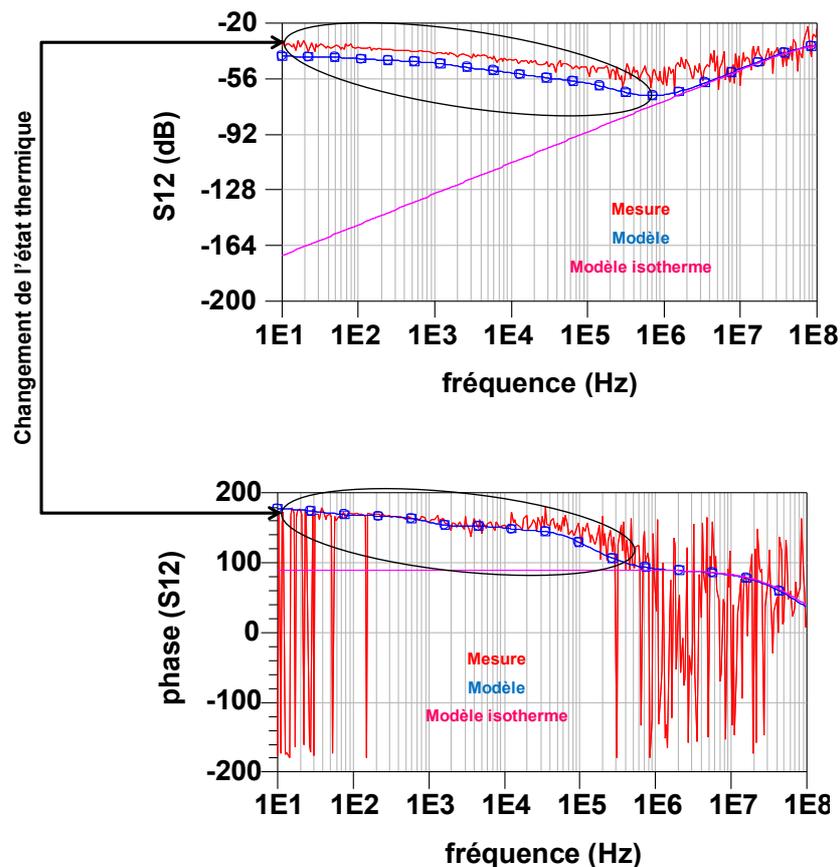


FIGURE 1.8 – les effets thermiques sur les $|S_{21}|$ (module phase) en basses fréquences du TBH

D'autres investigations et d'autres méthodes de caractérisations sont en cours de développement sur ce banc pour la technologie GaN, afin de séparer les effets de pièges et les effets thermiques des transistors à base de Nitrure de Galium, ce qui reste une tâche difficile car ces deux phénomènes physiques très différents mais non indépendants peuvent exhiber des constantes de temps comparables. Ce banc est un outil prometteur pour l'investigation des effets mémoires des transistors de puissance.

1.4.2 Banc de mesure des paramètres [S] et I(V) en impulsions

Le laboratoire XLIM département C^2S^2 du site de Brive est également équipé d'un banc de mesure permettant la caractérisation de composants en I(V), soit en continu soit en impulsions, on parle alors de PIV (pulsed I(V)) [15]. Il lui est associé un module de mesure de paramètres [S] allant de 500 MHz à 40 GHz. La source RF et l'Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV) de ce banc ont eux aussi la possibilité d'être utilisés soit en impulsions soit de façon continue (CW Continuous Waveforms). Ce banc est équipé d'un *chuck* thermique, il est donc possible de contrôler la température de socle et d'ambiance du composant sous test sur une plage allant de -65°C à $+200^{\circ}\text{C}$.

La mesure en impulsions est implantée dans notre laboratoire depuis l'année 1990, elle trouve son intérêt dans les mesures des transistors de grandes tailles qui délivre une forte puissance dissipée lors de la mesure du tracé IV. Cette dernière entraîne [16] une élévation de température liée à l'auto-échauffement du composant, qui lui-même a pour conséquence la dégradation des performances du composant. L'utilisation de mesures en impulsions permet de s'affranchir en grande partie de ces problèmes d'auto-échauffement. L'idée sous-jacente du PIV est d'excursionner tout le domaine de fonctionnement non-linéaire du transistor avec une vitesse d'excursion bien évidemment inférieure à celle d'un cycle RF mais supérieure à celle des mémoires de pièges et thermiques.

Cet équipement est le plus souvent utilisé pour la mesure de composants FET, c'est pourquoi il sera présenté en suivant la convention associée aux FET avec des caractérisations à tension constante, cependant il est aussi possible de l'utiliser dans la caractérisation de transistors bipolaires, avec des courbes à courant constant.

Avant de décrire plus en détails l'intérêt et les applications de ces mesures, nous allons présenter rapidement l'architecture du banc permettant de réaliser ces mesures, puis nous expliquerons l'intérêt de telles mesures.

1.4.2.1 Principe et schéma du banc PIV

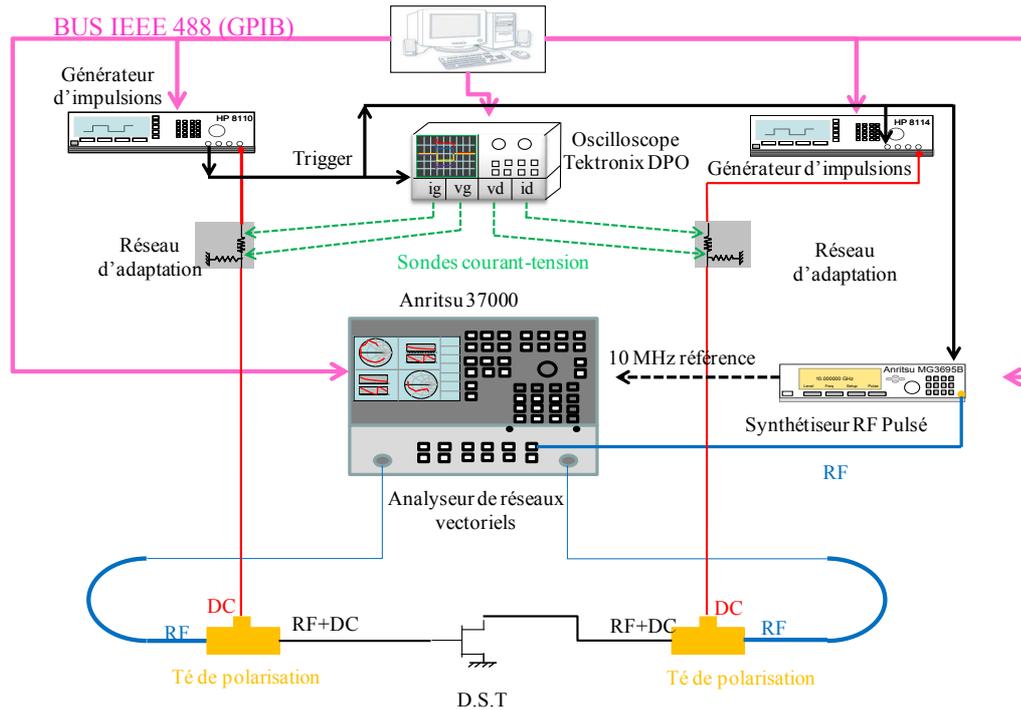


FIGURE 1.9 – Schéma de montage du Banc I(V) Pulsé, paramètres [S] Pulsés

Le schéma détaillé de montage du banc I(V) pulsé est présenté à la Figure 1.9. Nous allons préciser les équipements utilisés ainsi que les connexions et choix de montages retenus. Dans un souci de clarté, nous avons choisi de séparer la partie PIV de la mesure de paramètres [S].

Le module PIV contient essentiellement 2 sous-ensembles : la génération des impulsions, et leur mesure. La partie mesure, disposant d'une traçabilité métrologique, est incluse dans les boucles d'asservissements utilisées pour atteindre un point de fonctionnement particulier.

- Générateur d'impulsion : Agilent 8110A avec 2 sorties 50 Ω , pouvant délivrer soit $\pm 20 V$ soit $\pm 0.4 A$. Les impulsions générées ont une largeur minimum de 80 ns, il est possible de régler le temps de montée mais aussi le temps de descente de l'impulsion, ainsi que la période entre deux impulsions. Ce

générateur d'impulsions est utilisé sur l'accès de polarisation de grille pour un FET (base pour le transistor bipolaire). Il possède une configuration permettant l'utilisation des 2 sorties, il est donc possible de caractériser les composants de faible développement avec cette unique alimentation. Il est important de noter que c'est cet instrument qui nous sert de référence pour la période des impulsions, tous les autres instruments sont synchronisés sur celui-ci par leurs entrées de déclenchement.

- Générateur d'impulsions : Agilent 8114A (50 Ω en sortie) peut délivrer soit ± 100 Volts en circuit ouvert soit 2 Amps en court-circuit dans les impulsions. Ce générateur d'impulsion est utilisé sur l'accès de polarisation de drain des transistors de moyenne puissance.
- Générateur d'impulsions : BILT développé par AMCAD engineering (2 Ω en sortie). Cette alimentation à deux sorties est une alternative aux générateurs Agilent présentés précédemment, elle permet de délivrer 240 Volts et 10 Ampères en impulsions ou en continu sur l'accès de drain. La largeur minimum des impulsions est de 200 ns. Ce générateur d'impulsions possède également des sondes déportées capables de réaliser les mesures I(V). Cette dernière fonction permet donc éventuellement d'utiliser cet instrument tout seul pour réaliser une fonction PIV complète.
- Oscilloscope : Tektronix DPO 7054 : oscilloscope à 4 voies utilisées avec deux sondes de tensions Tek P6139A, une sonde différentielle TDPO500 en association avec une résistance définie (100 Ω par défaut), ainsi qu'une sonde à effet Hall TCP030 pour la mesure du courant de drain. Cet instrument assure la mesure des grandeurs électriques dans les impulsions et fournit aussi les valeurs de polarisation de repos (hors impulsions).

Afin de réaliser des mesures de paramètres [S] en impulsions, il est nécessaire de pulser le signal RF à l'intérieur de l'impulsion DC, cf Figure 1.10. Ces mesures vont offrir les caractéristiques RF petit signal pour de nombreux points de polarisations en impulsions arbitraires autour du point de polarisation de repos, et donc autant d'extraction de schémas équivalents. Par intégration des valeurs des éléments constitutifs du schéma équivalent, nous obtiendrons l'allure non-linéaire en fonction du point de polarisation d'impulsion de ces éléments. L'ajout des paramètres [S] sur le banc PIV nécessite plusieurs équipements :

- Tés de polarisation : les tés de polarisation utilisés sont très spécifiques car l'utilisation des polarisations en impulsions du PIV connecté sur leur accès DC nécessite une bande passante BF d'environ 50 MHz. Les tés de polarisation Agilent 11612A OPT001 avec l'option fort courant, dont la bande de fréquence RF est 400 MHz-26,5 GHz, sont compatibles avec les impulsions PIV que nous souhaitons utiliser. Il est à noter que les pertes entre 26,5 GHz et 40 GHz présentées par ce type de té de polarisation permettent d'envisager dans des conditions restant acceptables leur utilisation jusqu'à 40 GHz. Il est difficile de trouver dans le commerce des tés disposant simultanément de toutes les spécifications souhaitées (bande DC, bande RF, tension max, courant max...), nous présenterons dans la suite une solution originale.
- Les sondes de mesures RF (ou pointes) : nous utilisons avec ce banc principalement des sondes à trois pointes masse/signal/masse (GSG) 40 GHz, avec des écartements pouvant varier de 100 μm à 200 μm . Le fait de connecter des transistors sous pointes avec un calibrage RF effectué dans le plan des pointes limite le travail ultérieur de suppression des éléments d'accès lors de la modélisation.
- Analyseur de réseaux vectoriel (ARV ou VNA Vector Network Analyzer) : l'ARV utilisé est un Anritsu 37000 ayant subi une modification spécifique (ajout de filtres *IF*) pour l'utilisation des paramètres [S] en impulsion. L'ARV est équipé d'une source RF interne qui ne sera pas utilisée car elle fournit uniquement un signal RF CW, pour cette raison nous avons une configuration avec une source externe synchronisée disposant d'un modulateur d'impulsions. A noter que les algorithmes de calibrages standards (LRM, SOLT...) restent utilisables en mode d'impulsions.
- Source RF pulsée/CW : Anritsu 68367C, cet instrument permet de réaliser l'alimentation du circuit RF en petit signal. En fonctionnement en impulsions, cet instrument recevra le signal de *trigger* du générateur 8110A, et gèrera en interne le retard et la durée de l'impulsion RF appliquée. Lors d'une mesure de paramètres [S] en impulsions avec la technologie Anritsu, le signal RF est moyenné sur un nombre de balayages déterminés par l'utilisateur, cependant le fait de pulser le signal RF engendre des pertes dynamiques directement liées à la largeur ainsi qu'à la période de l'impulsion, nous en verrons l'explication

dans le chapitre 3.

Un des aspects techniques les plus critiques de ce banc réside dans la gestion des déclenchements. Un des équipements doit être maître de la période et fournir un T_0 à tous les autres, et chaque partie du système gère des retards et des durées par rapport à ce T_0 . En pratique, pour des mesures de paramètres $[S]$ en impulsions il est nécessaire d'activer le signal RF à l'intérieur de l'impulsion $I(V)$ cf Figure 1.10. De la même manière, une précaution utile lors de la polarisation du transistor consiste à toujours faire démarrer l'impulsion de grille avant celle de drain, et de faire finir l'impulsion de drain avant celle de grille.

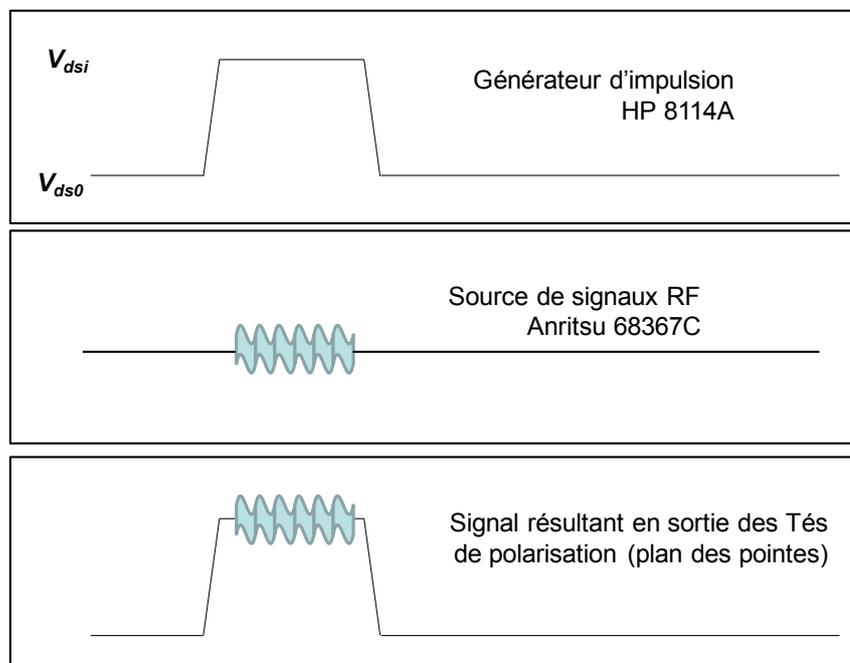


FIGURE 1.10 – Positionnement relatif des impulsions $I(V)$ et RF.

L'ensemble de ce banc est piloté par un ordinateur, via des connexions GPIB et LXI. Le logiciel de pilotage est un élément clef qui permet d'éviter à l'utilisateur d'avoir à gérer la complexité de chacun des éléments constitutifs de ce banc, mais de voir comme une abstraction plus simple la fonction complète PIV et paramètres $[S]$ en impulsions.

1.4.2.2 Mesures PIV et paramètres [S] en impulsions

Dans cette partie nous présenterons diverses mesures réalisées grâce au banc PIV et paramètres [S] en impulsions.

Une des applications rendues possibles par les mesures en impulsions est la mise en évidence des pièges propres à la technologie FET. Les composants GaN (Nitrure de Gallium) y sont particulièrement sujets, leurs effets sont estimés par une figure de mérite propre à XLIM [4].

Le principe de cette méthode est de dissocier l'effet des pièges de celui de l'auto-échauffement, en effectuant des mesures à partir de plusieurs points de repos hors impulsions qui sont tous sur la même hyperbole de dissipation. En comparant les courbes $I(V)$ ainsi obtenues avec celles réalisées à ($V_{DS0} = 0$ V, $V_{GS0} = 0$ V), on peut ainsi évaluer en pourcentage la perte de puissance liée au piège de grille (équation 1.3) ainsi que la perte de puissance liée au piège de drain (équation 1.4), pour une polarisation théorique en classe A.

La Figure 1.11 présente la superposition de 3 courbes à tension de grille constante ($V_{GSi} = 0$ V) réalisées pour 3 points de polarisations de repos différents, mais à puissance dissipée nulle. La première polarisation ($V_{GS0} = 0$ V, $V_{DS0} = 0$ V) sert de référence, pour la deuxième mesure on impose un champ électrique $V_{GS0} \ll V_p$ différent sur la grille du transistor, et la troisième mesure applique un champ électrique sur le drain du transistor $V_{DS0} = 25$ V (par exemple), tout en assurant toujours une puissance dissipée hors impulsions constante (et nulle ici).

$$GateLag(\%) = 1 - \left(\frac{\Delta I' \cdot \Delta V'}{\Delta I'' \cdot \Delta V''} \right) \quad (1.3)$$

$$DrainLag(\%) = 1 - \left(\frac{\Delta I'' \cdot \Delta V''}{\Delta I' \cdot \Delta V'} \right) \quad (1.4)$$

Dans le cas présent nous obtenons des différences de comportement électrique directement liées à un effet de drain-lag et/ou un effet de gate-lag.

De plus il est possible de réaliser un asservissement de la température de socle, grâce à un *chuck* thermique. Ce dernier permet d'imposer la température de socle pour laquelle de dispositif sous test sera caractérisé sur une gamme de température allant de -65°C à $+200^\circ\text{C}$. Le système PIV permet soit de conserver cette température si le point de repos des impulsions est à puissance dissipée nulle,

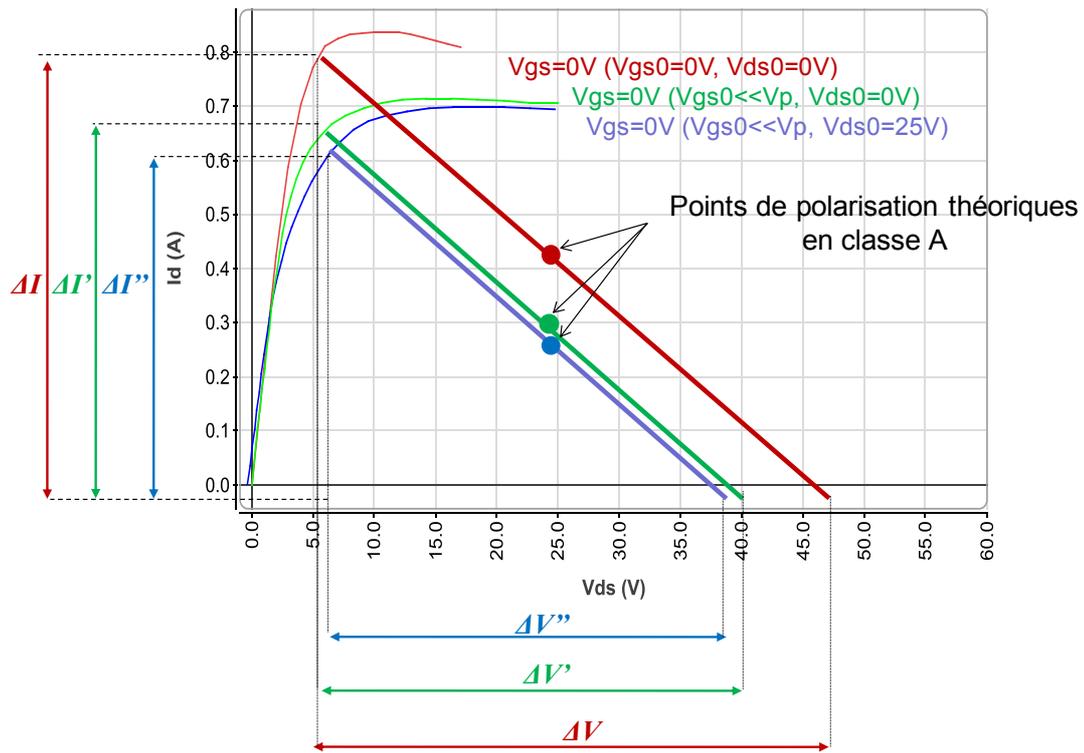


FIGURE 1.11 – Comparaison des courbes à $V_{gs}=0$ V afin d’estimer les pertes de puissance liées aux pièges

soit d’y ajouter celle résultant d’une puissance dissipée continue hors impulsions. La Figure 1.12 présente l’évolution de la pente en zone ohmique, ainsi que le maximum de courant de drain en fonction de la température.

L’objectif principal des caractérisations en paramètres [S] est l’extraction de modèles petit signal. Pour chaque point d’un réseau PIV, nous aurons un fichier de mesures de paramètres [S] (exemple Figure 1.13). Nous procédons ensuite à une extraction multi-polarisation qui nous permet par intégration de déterminer les paramètres extrinsèques et intrinsèques non-linéaires d’un modèle équivalent de transistor.

Les bancs de caractérisations paramètres [S] BF et paramètres [S] en impulsions sont des outils qui ont montré leurs performances pour la modélisation hyperfréquence des transistors. Les modèles non-linéaires qui en sont issus sont facilement implémentés dans les logiciels CAO sous la forme de schémas équivalents et d’équations. Cependant cette approche est basée sur l’utilisation de petits signaux RF, et il reste difficile de se faire une idée totalement fiable des performances en

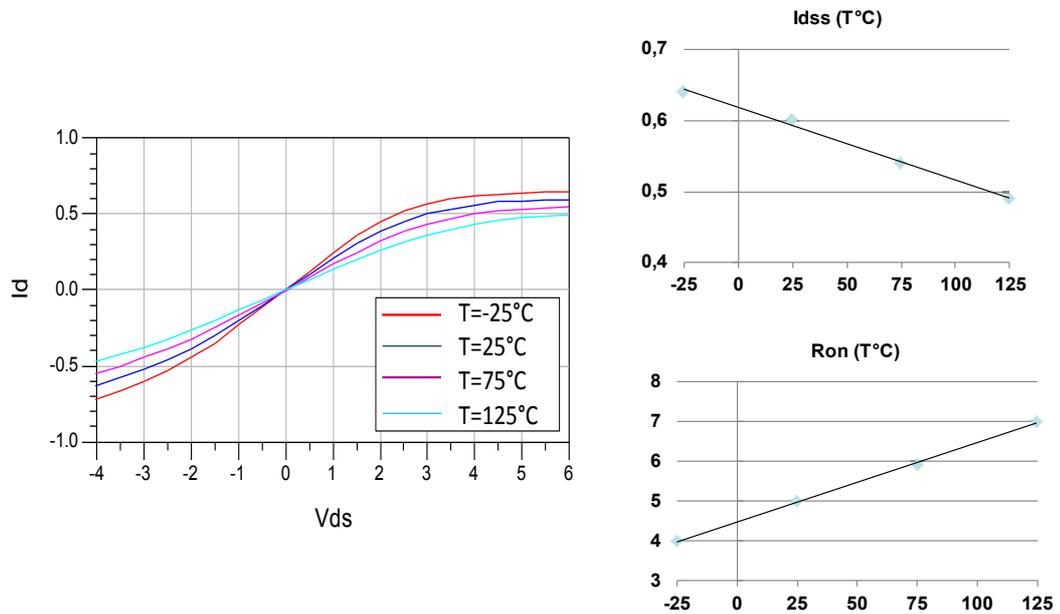


FIGURE 1.12 – Mesures réalisées pour une variation de la température de socle allant de -25°C à 125°C par pas de 50°C , présentation des paramètres R_{on} et I_{dss} variant linéairement en fonction de la température

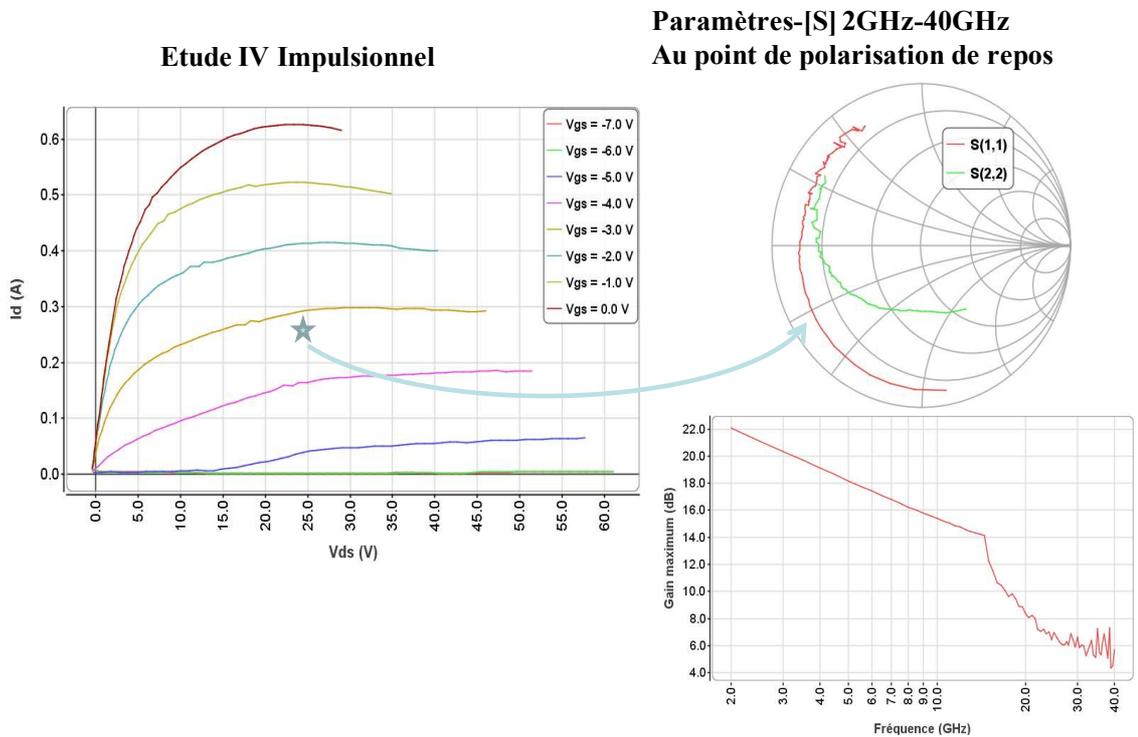


FIGURE 1.13 – Mesure des Paramètres [S] à un point de polarisation et à une température donnée

amplification d'un transistor ainsi mesuré. C'est pourquoi des mesures en grand signaux RF doivent venir vérifier les caractéristiques des composants dans un environnement plus réaliste et soit valider les modèles, soit être utilisées avec d'autres approches pour extraire des modèles.

1.4.3 La caractérisation Load-Pull

Dans cette partie nous allons nous intéresser à la technique de la variation d'impédance RF appelée « Load-Pull » [17] [18] [19]. L'objectif de ces caractérisations est de pouvoir mettre le transistor sous test dans un mode de fonctionnement très proche de celui de son utilisation réelle, bien que dans une première approche le signal RF de test soit généralement monotone donc non porteur d'informations. Donc par abus de langage le Load-Pull consiste à pouvoir faire varier sur un banc de test les différentes conditions de fonctionnement suivantes du dispositif sous test :

- le niveau de l'excitation RF
- la polarisation
- l'impédance de charge
- l'impédance de source (éventuellement, on parle alors de source-Pull)
- les impédance aux fréquences harmoniques (éventuellement, on parle alors de Load-Pull multi-harmonique)

Ce type de banc est tout d'abord irremplaçable pour évaluer de manière expérimentale directe les performances en amplification d'un transistor de puissance, et pour vérifier ou rechercher les impédances optimales à présenter au composant afin d'optimiser son gain ou sa PAE (Power Added Efficiency, rendement en puissance ajoutée). Lorsque la puissance injectée à l'entrée d'un amplificateur est assez importante, les dispositifs actifs travaillent en compression et entrent en régime non-linéaire, par conséquent la forme du signal à leur sortie est saturée donc il contient de l'énergie aux fréquences harmoniques.

Les classes élevées de fonctionnement cherchent à obtenir des formes particulières du signal de sortie afin d'augmenter le rendement. Les amplificateurs de puissance sont souvent exploités dans la zone qui est proche de leur saturation, puisque dans cette zone de travail leur PAE devient maximale comme le montre la Figure 1.14. Cependant, dans ces conditions de grand signal, la puissance de sortie de l'amplificateur et les rendements en puissance ajoutée peuvent être améliorés en ajustant les impédances de fermeture à la sortie [20] [21]. Ce qui nous permet de

définir une zone optimale pour le rendement en puissance ajoutée. L'impédance optimale se détermine facilement à partir du conjugué du coefficient de réflexion de sortie S_{22} comme le montre la Figure 1.13.

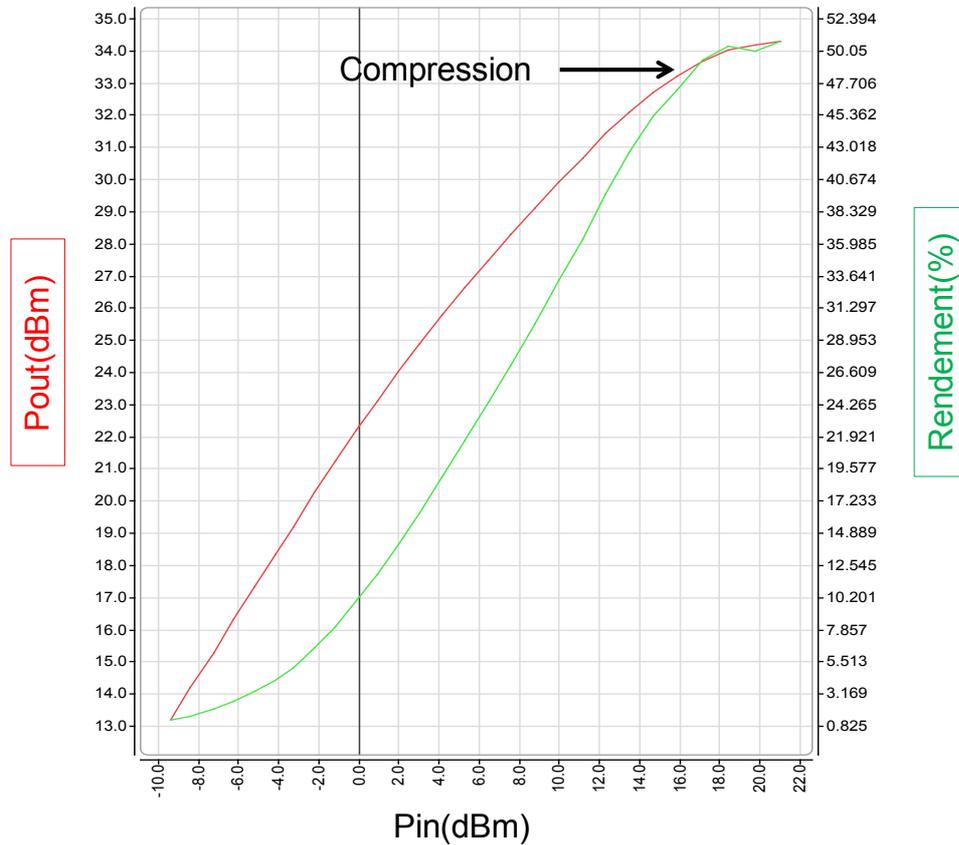


FIGURE 1.14 – Puissance de sortie, PAE en fonction de la puissance d'entrée d'un GaN de développement de $8 \times 75 \mu\text{m}$ à 3 dB de compression du gain et pour une fréquence fondamentale de 4 GHz

Par ailleurs, les bancs Load-Pull sont très utilisés pour vérifier ou ajuster finement les modèles non-linéaires obtenus par une autre technique de mesure. En effet, certains phénomènes parasites ne peuvent se mettre correctement en évidence qu'avec des mesures en grand signal, comme par exemple la présence des effets des pièges dans les nouveaux transistors de puissance, qui conduisent à une baisse de courant de sortie [22], comme on peut le voir sur la Figure 1.15.

Pour finaliser un modèle de manière fiable et précise [23], des informations sur l'utilisation finale du composant sont nécessaires. Les points des polarisations, les formes des signaux d'excitation, les formes d'ondes temporelles et les impédances

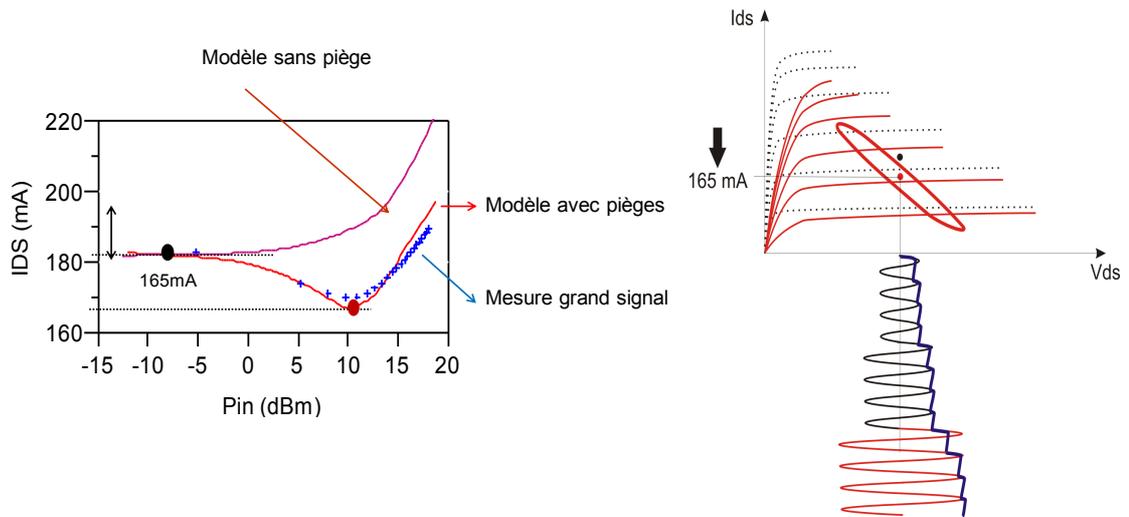


FIGURE 1.15 – Les effets de pièges en grand signal

de fermeture aux fréquences fondamentale et aux fréquences harmoniques sont les informations primordiales pour les concepteurs d'amplificateurs RF. Lors de la phase de conception des amplificateurs, les ingénieurs RF disposent de simulateurs généralement basés sur la technologie dite « Harmonic Balance » permettant d'utiliser un modèle non-linéaire pour des applications grand signal, mais ils ne pourront être confiants dans leur travaux que si les modèles des transistors RF utilisés ont été vérifiés avec un banc de Load-Pull au point de fonctionnement visé.

Il existe deux grandes familles de bancs « Load-pull » qui sont décrits dans la parties suivantes : Load-Pull actif et Load-Pull passif, sachant que certaines réalisations de bancs utilisent simultanément un peu des deux familles.

1.4.3.1 Caractérisation de type Load-Pull actif

Une solution à été proposée dans [24] [25] [26] [27] pour réaliser le Load-Pull actif grâce à une boucle active représentée dans la Figure 1.16.

Le principe de la boucle active est de prendre l'onde qui sort du composant actif b_2 , d'en prélever un échantillon par le coupleur C1 puis de le filtrer à l'aide d'un filtre passe-bande programmable. L'onde provenant du filtre est ensuite successivement atténuée, déphasée, amplifiée puis injectée sur la sortie du composant. L'onde issue de la boucle active a_2 , dont on pourra faire varier l'amplitude et la phase, est donc injectée à l'accès de sortie du DUT (Dispositif Under Test). De cette manière il est possible de synthétiser toutes les impédances de l'abaque de Smith en faisant varier

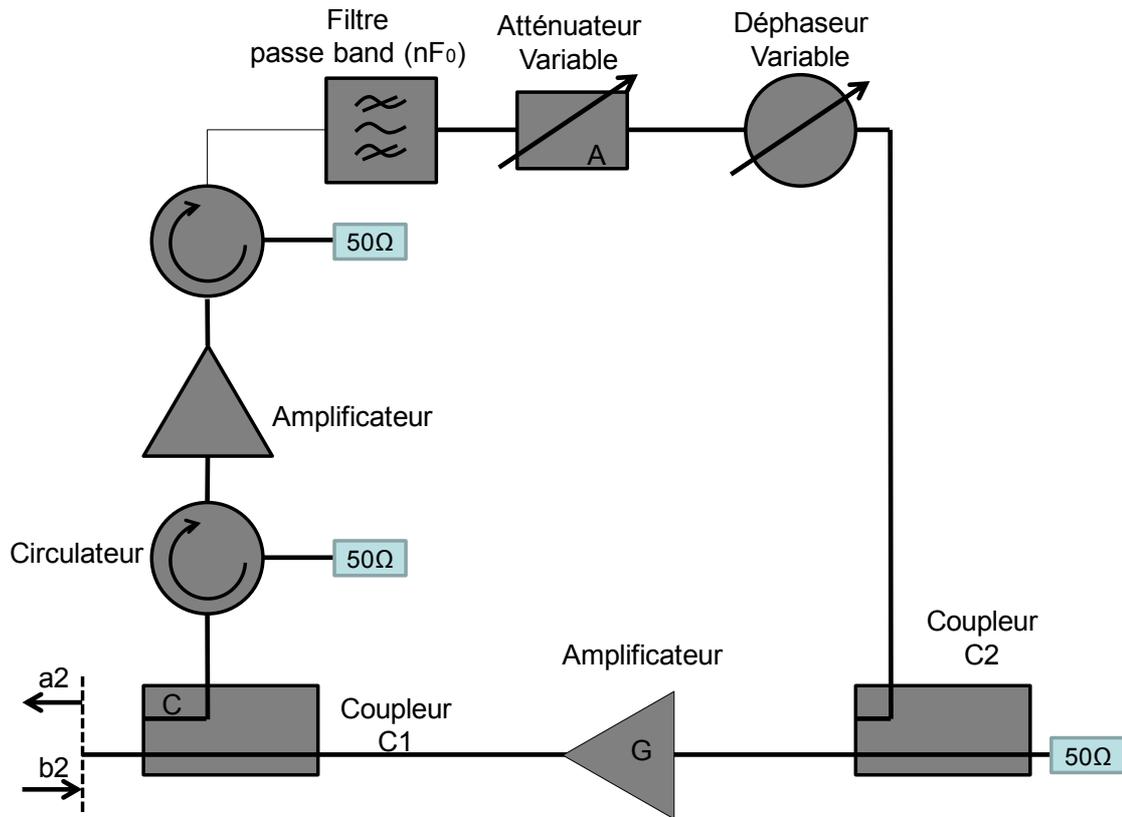


FIGURE 1.16 – Boucle active

le rapport des ondes b_2 et a_2 .

Avec cette boucle active, on peut synthétiser des coefficients de réflexion qui ont des modules supérieurs à 1 grâce à l'amplificateur de puissance en sortie de la boucle. Cette amplification est nécessaire pour compenser les pertes liées aux câbles et connecteurs, et permettra d'atteindre un coefficient maximum de 1 dans le plan de sortie du DUT. Cependant ce système est dangereux car si l'ensemble de gain $C \cdot A \cdot G$ atteint la valeur de directivité de coupleur, un phénomène d'auto-oscillation éventuellement destructif peut se produire. Par conséquent, le gain de boucle global ne doit pas dépasser 0 dB.

Une boucle active multi-harmonique a été développée à l'université Polito à Turin [28], qui sert à contrôler les coefficients de réflexion à la sortie du DUT à la fréquence fondamentale et au premier harmonique comme le montre la Figure 1.17.

De nombreux bancs de mesures Source-Pull et Load-Pull ont été développés avec la technique de la boucle active [29] [30] [31] un autre exemple est proposé en Figure 1.18.

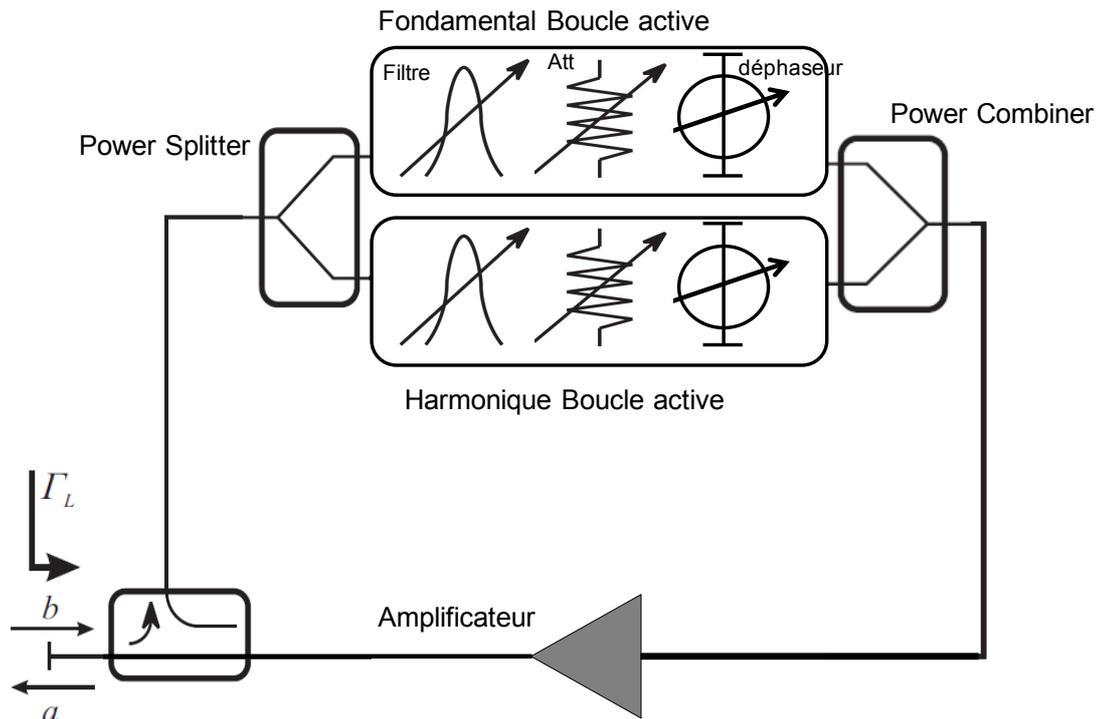


FIGURE 1.17 – Load-pull actif multi-harmoniques

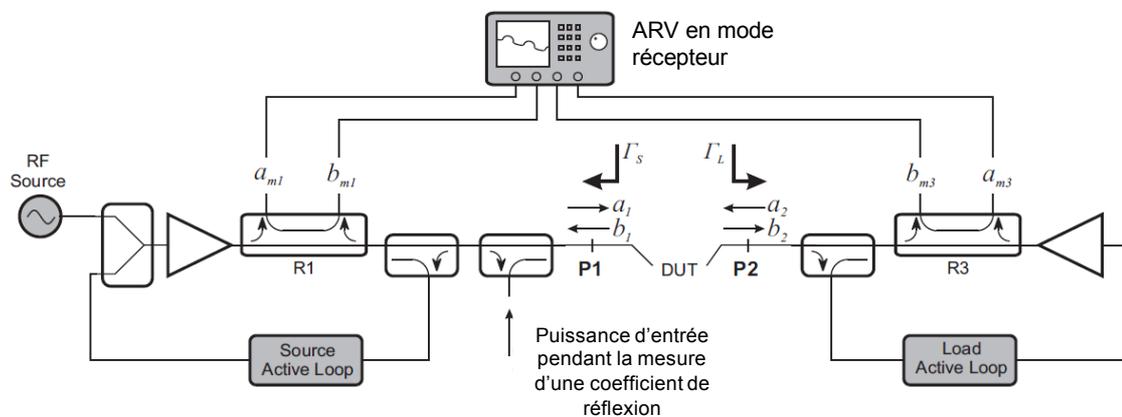


FIGURE 1.18 – Schéma d'un Source-Pull et Load-Pull basé sur la boucle active

1.4.3.2 Caractérisation de type Load-Pull Passif

Le Load-Pull passif a le même objectif que le Load-Pull actif, qui est de synthétiser des coefficients de réflexion arbitraires. La Figure 1.19 montre une configuration de mesure $P_s=f(P_e)$ avec la méthode Load-Pull passif, où deux tuners passifs sont utilisés pour faire varier les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du DUT. Ce dernier est polarisé grâce aux tés de polarisation ainsi que par une alimentation continue. La mesure de puissance RF est effectuée par deux bolomètres, le premier est connecté directement sur l'accès de sortie du DUT, tandis que le second est connecté au coupleur directionnel à l'entrée du DUT. A noter

que cette configuration ne permet pas une estimation rigoureuse de la puissance incidente de DUT. On fait ces mesures pour chaque coefficient de réflexion présenté par le tuner.

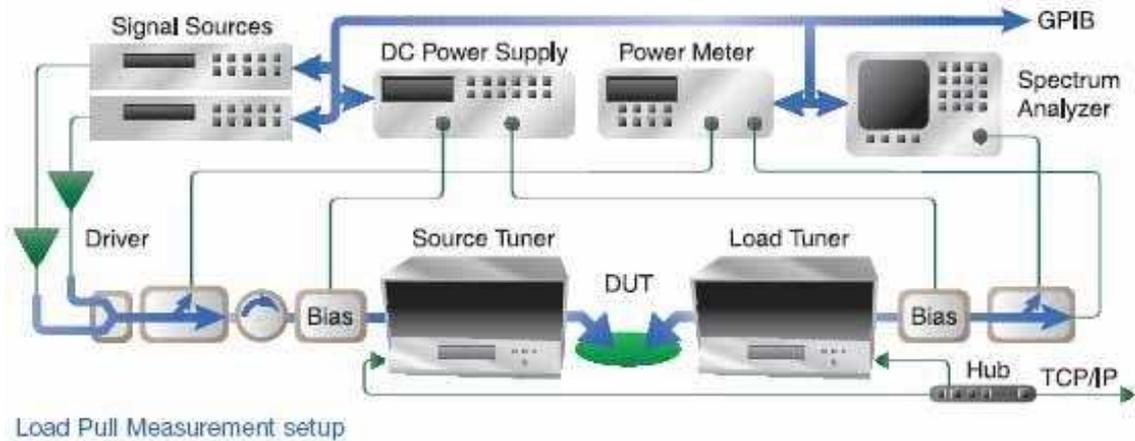


FIGURE 1.19 – Configuration classique d'un banc Load-Pull passif.

Le tuner est donc un élément passif mécanique qui fait varier les coefficients de réflexion. Son architecture [32] est présentée dans la Figure 1.20. Le tuner passif est constitué d'une ligne RF passive avec une impédance caractéristique 50Ω et de plongeurs ou « Slugs ». Pour changer les coefficients de réflexions aux bornes du DUT on va créer une désadaptation avec ce « Slug » qui pince localement les champs électromagnétiques autour de la ligne. De cette manière on change le module du coefficient de réflexion, tandis que la phase dépend de la position du chariot sur la ligne, donc chaque position de chariot présente un coefficient de réflexion à une fréquence donnée. Ce type de tuner peut être manuel ou motorisé avec des moteurs pas à pas de précision.

Une pré-caractérisation du tuner passif est nécessaire pour les mesures classiques en Load-Pull afin d'établir une correspondance entre les positions des chariots et plongeurs et les coefficients de réflexion présentés par le tuner en module et en phase. Ceci permettra de savoir, sans démonter le tuner pour le mesurer par ailleurs, quelle est l'impédance présentée. Cette pré-caractérisation contraignante pourra être évitée, ceci sera expliqué dans la suite de ce mémoire. Les tuners mécaniques peuvent se positionner partout sur l'abaque de Smith comme on peut le voir sur la Figure 1.21, mais il leur est difficile d'atteindre des coefficients de réflexion supérieurs à 0,95 environ.

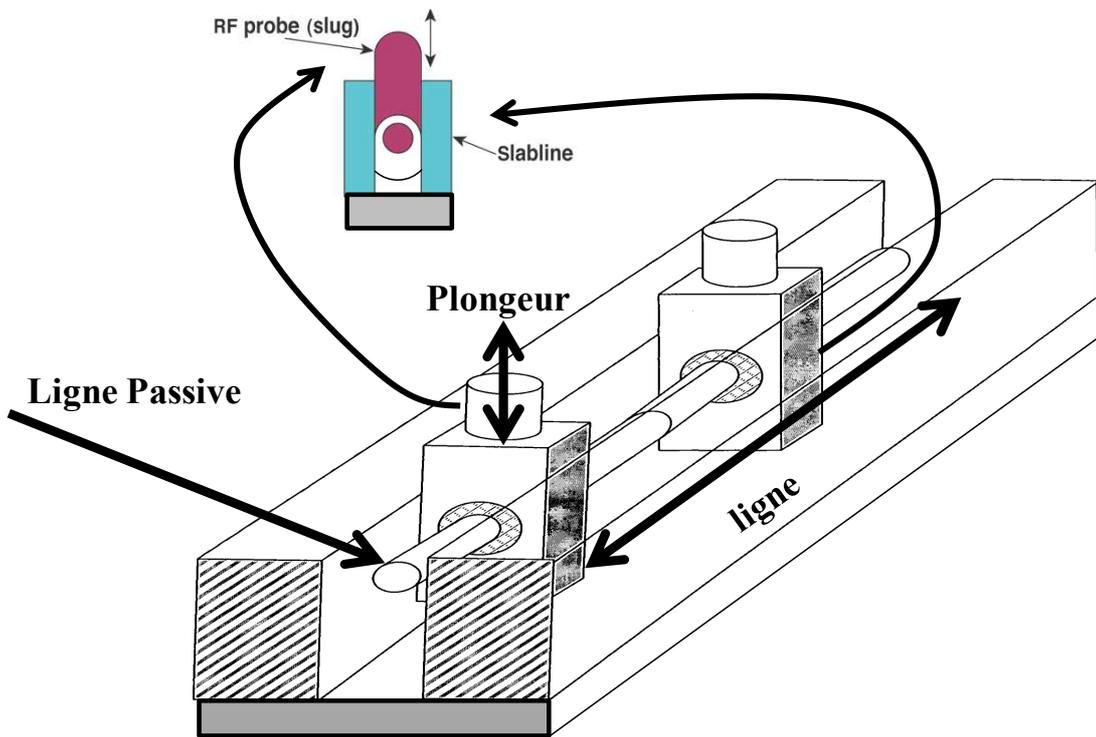


FIGURE 1.20 – Structure d'un tuner passif

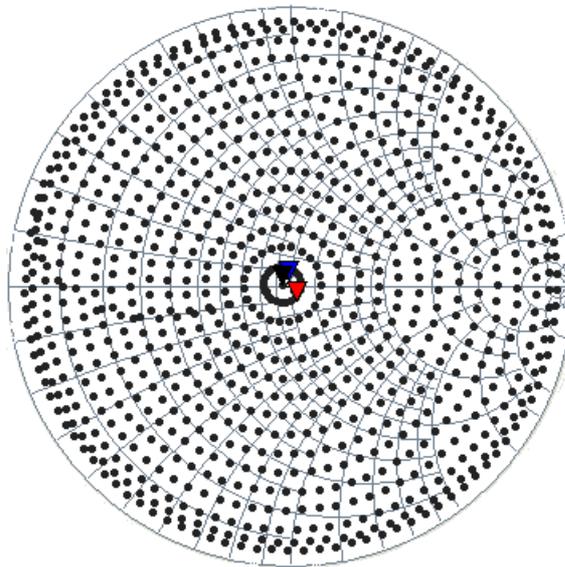


FIGURE 1.21 – Les impédances réparties sur l'abaque de Smith avec un tuner passif.

1.4.3.3 Discussion

Après avoir présenté ces deux méthodes de caractérisations Load-Pull, nous allons comparer les avantages et inconvénients de chacune. Nous concluons quant à la solution retenue pour le banc de mesure Load-Pull de Brive qui a servi de support à nos travaux.

- Le Load-Pull actif :
 - Inconvénients :
 - ⊗ Difficile à maîtriser.
 - ⊗ Problème d'instabilité [33].
 - ⊗ Difficilement utilisable en mode en impulsions.
 - Avantages :
 - ⊗ Toutes les impédances de l'abaque de Smith peuvent être synthétisées.
 - ⊗ Les impédances de charge synthétisées aux différentes fréquences sont indépendantes les unes de autres.
 - ⊗ Une pré-caractérisation n'est pas nécessaire.

- Le Load-Pull passif :
 - Inconvénients :
 - ⊗ La synthèse d'impédances à très fort coefficient de réflexion est impossible.
 - ⊗ Les impédances de charge synthétisées aux différentes fréquences sont dépendantes les unes des autres.
 - ⊗ L'impédance synthétisée n'est pas constante sur une largeur de bande de modulation.
 - Avantages :
 - ⊗ Très facile à maîtriser.
 - ⊗ Facilement utilisable pour la caractérisation en impulsions.
 - ⊗ les mesures d'inter-modulations facilement réalisables.

Le choix à Brive de monter un banc Load-Pull et Source-Pull passif multi-harmoniques est donc un compromis discutable, et nos collègues de Limoges utilisent souvent une solution mixte. Ce débat concerne la synthèse des impédances, mais nous avons pu remarquer dans ce type de bancs qu'un autre aspect important est la partie acquisition de données. Les figures précédentes ont montré des powermeters et des VNA comme instruments d'acquisition sur les bancs de Load-Pull. Il est donc intéressant d'étudier plus finement cet aspect, afin de voir quelles informations pourront être obtenues en fonction du récepteur RF utilisé.

1.5 Les récepteurs RF pour bancs de Load-Pull

Nous avons vu dans la partie précédente des méthodes pour adapter les coefficients de réflexion aux bornes du DUT dans le cadre de bancs dits de Load-Pull. Ces bancs contiennent des instruments de réception tels que wattmètres, analyseurs de spectre, oscilloscopes, analyseurs des réseaux vectoriels. Le but de ces instruments est de fournir des données numériques calibrées donc avec des unités connues (Volt, Ampère, Watt) :

- Les wattmètres ou powermeters mesurent la puissance RF incidente, ils ont généralement une large bande passante. Ainsi ils peuvent mesurer par exemple la puissance de sortie d'un amplificateur. Leur principal inconvénient est qu'ils ne séparent pas la puissance à la fréquence fondamentale d'une éventuelle puissance aux fréquences harmoniques à moins de leur adjoindre un filtre. Le powermeter est l'instrument de référence des amplitudes RF, et à ce titre sa calibration en puissance est traçable depuis des standards internationaux.
- Les analyseurs de spectre permettent de mesurer la puissance RF en fonction de la fréquence. Généralement, les données sont acquises au cours d'un balayage en fréquence. Les mesures d'un analyseur de spectre fournissent, s'il est correctement étalonné, des mesures en puissance absolue dans son plan d'entrée, mais sans information de phase pour différentes fréquences.
- Les oscilloscopes RF permettent de visualiser des formes d'ondes dans le domaine temporel. Ils nécessitent un taux d'échantillonnage d'au moins deux fois la fréquence maximale à considérer. Leur dynamique est souvent assez limitée, et ils ne disposent pas nativement de méthode de calibrage satisfaisante pour un banc de Load-Pull.
- Les analyseurs de réseaux vectoriels sont destinés à l'analyse de la réponse d'une excitation RF petit signal. Ces instruments, après une calibration standard, mesurent des informations relatives à la fréquence fondamentale (modules et phases des paramètres $[S]$). Par l'ajout d'une calibration en puissance, ces instruments peuvent donner accès aux ondes incidentes et réfléchies à la fréquence d'excitation et aux autres fréquences. Mais, à moins d'ajouter d'autres composants ou techniques (discutées plus loin), les phases relatives des différentes fréquences harmoniques ne sont pas connues.

Nous constatons que suivant le récepteur RF utilisé la quantité d'informations obtenue par l'usage d'un banc de Load-Pull varie fortement. Les informations les plus complètes qui peuvent être obtenue sont les formes d'ondes temporelles aux accès du DUT, ce qui nécessite de disposer des amplitudes absolues des signaux incidents et réfléchis aux fréquences fondamentales et harmoniques avec toutes les relations de phases. Il faut donc un récepteur adapté, une technique de prélèvement du signal adéquate et un étalonnage spécifique.

Ces dernières années ont connu une évolution sans précédent dans les domaines de l'instrumentation RF pour la caractérisation non-linéaire. Ceci s'explique par la nécessité impérieuse d'augmenter l'efficacité des circuits d'amplification RF, ce qui a généré un besoin. Nous avons vu l'apparition de l'analyseur de réseaux vectoriel non-linéaire (NVNA Nonlinear Vector Network Analyzer), qui permet d'accéder à toute l'information des formes d'ondes temporelles. Ces instruments sont basés sur plusieurs approches : NVNA à base de mélangeur, NVNA à base d'échantillonneurs.

1.5.1 Le NVNA à base de mélangeurs

Les analyseurs des réseaux vectoriels non-linéaires à base de mélangeurs, voir Figure 1.22 [34], sont souvent construits sur une plate-forme de VNA à 5 canaux avec un mode récepteur.

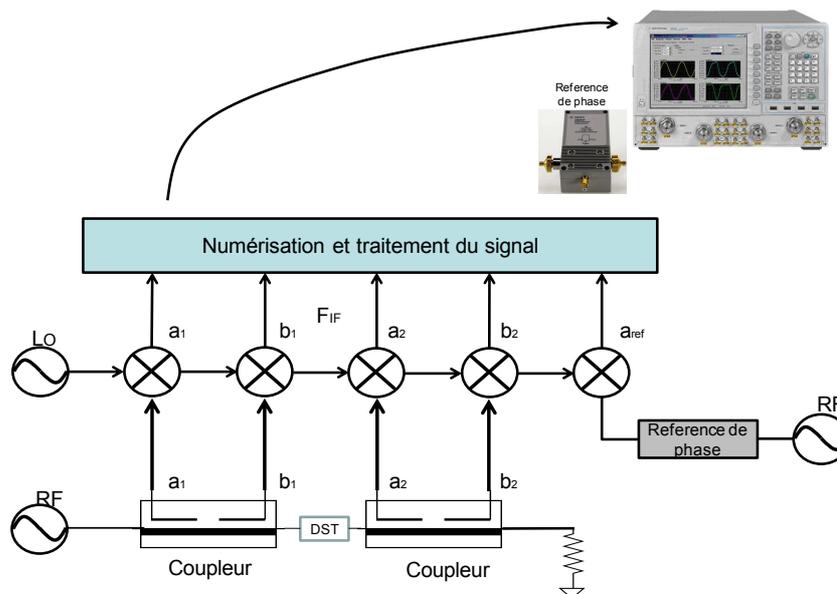


FIGURE 1.22 – NVNA à base de mélangeurs commercialisé par Agilent

Les ondes RF incidentes et réfléchies aux accès du DUT sont séparées par les coupleurs directionnels à l'entrée et à la sortie, puis converties en basse

fréquences (IF Intermediate Frequency) par le mélangeur en utilisant la fréquence $F_{IF} = F_{RF} - F_{LO}$. Les signaux dans la bande IF sont numérisés par des convertisseurs analogique-numériques, puis traités par un logiciel de correction et d'affichage. Un filtre passe-bande très étroit est utilisé pour réduire le bruit IF après les acquisitions. Le mode récepteur est la capacité du VNA à synthétiser de manière souple la fréquence de l'oscillateur local F_{LO} , afin de pouvoir étudier les signaux à des fréquences différentes de celle d'excitation RF. Ceci permettra d'aller mesurer les harmoniques du signal RF.

Dans ce type d'instruments, les éléments principaux sont le mélangeur et l'oscillateur local. Nous allons les présenter ci-dessous.

Le mélangeur assure la fonction de transposition de fréquence, permettant de décaler en fréquence un signal sans modifier l'information dont il est porteur. Les mélangeurs sont utilisés dans la plupart des systèmes de communications (télécommunication, guidage, radars, etc...). Dans tous ces systèmes, les signaux utiles sont transposés en RF pour l'émission en espace libre et sont inversement transposés vers les basses fréquences (IF) en réception pour être traités avec une électronique plus classique. Dans notre cas nous utilisons les mélangeurs dans un mode de réception. Ainsi le mélangeur utilisé permet d'abaisser la fréquence RF (ou d'entrée) afin de numériser (CAN ou Conversion Analogique Numérique) le signal de façon efficace. Le processus de mélange permet le transfert d'énergie d'une fréquence d'entrée (F_{RF}) vers une fréquence de sortie (F_{IF}) à l'aide d'un second signal d'entrée, appelé oscillateur local (F_{LO}). Dans le cas décrit ici, la fréquence intermédiaire sera donc inférieure à la fréquence d'entrée ($F_{IF} < F_{RF}$).

Un mélangeur idéal est un multiplicateur analogique. Les équations régissant son fonctionnement sont les suivantes : Soit $V_e(t)$ le signal d'entrée constitué d'une porteuse à la pulsation ω_e dont l'amplitude est modulée par l'information $A(t)$. Soit $V_p(t)$, le signal de référence (dit de pompe) à ω_p issu d'un oscillateur local Figure 1.23.

Le signal de sortie s'écrit :

$$V_s(t) = V_e(t) \cdot V_p(t) = \alpha A(t) \cos(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \quad (1.5)$$

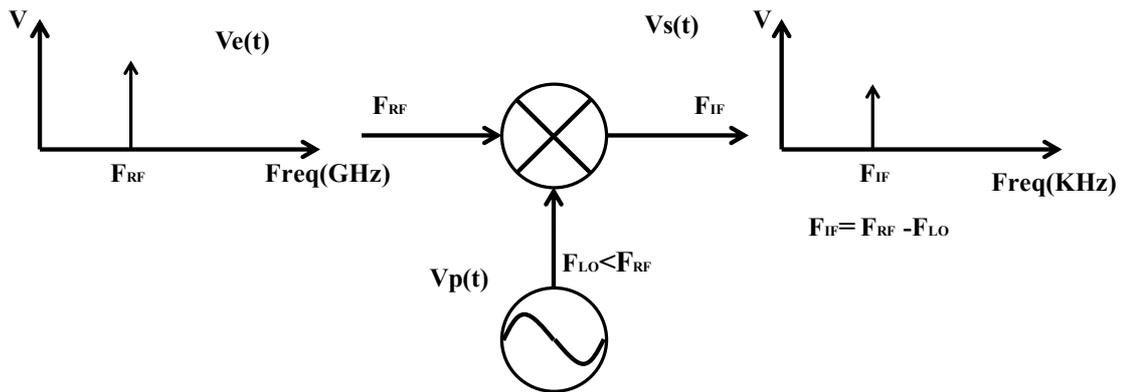


FIGURE 1.23 – Fonctionnement du mélangeur

Où α est l'amplitude du signal de pompe V_p . D'où il vient :

$$V_s(t) = \frac{1}{2} \cdot \alpha A(t) [\cos(\omega_e - \omega_p) \cdot t + \cos(\omega_e + \omega_p) \cdot t] \quad (1.6)$$

Après multiplication de $V_e(t)$ et $V_p(t)$, deux nouvelles fréquences sont générées comme étant la somme et la différence des pulsations des signaux $V_e(t)$ et $V_p(t)$. Chacun des signaux de sortie est porteur de l'information du signal d'entrée $A(t)$. On peut sélectionner par un filtre passe-bande la fréquence intéressante, ici $\omega_e - \omega_p$ (cf Figure 1.23). L'optimisation de ce filtre passe-bande présente un fort intérêt dans ce système de réception, car elle augmente la dynamique des mélangeurs pour la conversion de fréquence.

Nous allons définir maintenant la dynamique d'un mélangeur. La dynamique d'un circuit électronique se définit comme la plage de puissance pour laquelle le fonctionnement est satisfaisant (et plus particulièrement linéaire). Pour les bas niveaux, on est limité par le plancher de bruit. Pour les forts niveaux, c'est la compression ou la saturation qui est le phénomène limitant. D'une manière générale la dynamique est définie par l'équation suivante :

$$Dynamique = \frac{P_{max}}{P_{min}} \quad (1.7)$$

P_{max} et P_{min} correspondent respectivement aux puissances maximales et minimales mesurable dans l'appareil. Nous allons avoir deux approches pour l'appréhension de la dynamique :

- la dynamique pour la conversion des petits signaux purement sinusoïdaux.
- la dynamique pour la conversion des grands signaux contenant plusieurs raies

fréquentielles.

En petit signal nous avons un signal purement sinusoïdal à l'entrée du mélangeur. Dans la bande IF nous avons l'image pure du signal d'entrée. Un filtre IF passe-bande étroit est cependant utilisé pour ne sélectionner qu'une fréquence dans le cas où le signal RF contiendrait plusieurs fréquences. En revanche pour la conversion d'un signal fortement non-linéaire la dynamique va diminuer à cause du phénomène de compression. A cause du fonctionnement en régime non-linéaire du DUT, d'autres fréquences vont être générées (les harmoniques) ce qui engendre une diminution de la dynamique pour la mesure en grand signal, nous allons expliquer ci-après ce point.

Le mélangeur étant un dispositif actif, la somme des champs électriques dans son plan dus aux contributions des différentes fréquences RF peut saturer le mélangeur qui alors n'a plus un comportement linéaire. De plus, lorsqu'un mélangeur convertit un signal à une fréquence RF précise, s'il y a d'autres fréquences RF qui arrivent sur le mélangeur ces autres fréquences font remonter le plancher de bruit apparent du mélangeur. Ceci a pour conséquence qu'un VNA classique tel que le PNA-X d'Agilent a une dynamique linéaire supérieure à 120 dB, mais sa dynamique non-linéaire utilisable (HDR Harmonic Distortion Ratio) est plutôt de l'ordre de 70 dB.

Pour les mesures en grand signal dans un NVNA à mélangeurs, chaque fréquence harmonique est mesurée séparément l'une après l'autre. Une corrélation entre ces mesures à différentes fréquences est obtenue en mesurant sur le cinquième canal une référence de phase connue qui nous permet de connaître parfaitement les phases relatives de chaque composantes spectrales. La procédure d'étalonnage du NVNA à base de mélangeur est donc composée de trois étapes : une calibration relative (celle des VNA), une calibration absolue en puissance avec un powermeter, et une calibration en phases inter-fréquences qui corrèle les phases des signaux incidents et réfléchis aux différentes fréquences à celles issues de l'étalon de phase. Nous décrirons plus en détails la calibration en phase dans la suite de ce mémoire.

Cette approche de mesures NVNA basée sur des VNA en mobilisant un canal pour la référence de phase peut être mise en place à peu près sur n'importe quel VNA moderne disposant d'assez de canaux de mesures, au prix de mesures qui peuvent devenir fastidieuses car effectuées fréquences par fréquences. De plus, il ne faut pas sous-estimer le coût des équipements à rajouter (mode récepteur, voie de

mesure supplémentaire, étalon de phase, logiciel spécifique). Par ailleurs et nous verrons pourquoi dans la suite, cette approche est difficile à mettre en œuvre en cas de signaux RF en impulsions.

1.5.2 Le NVNA basé sur l'échantillonnage

Le NVNA à base d'échantillonneurs est présenté dans la Figure 1.24, son principe repose sur l'échantillonnage direct sous-harmonique des signaux RF par des circuits échantillonneurs RF (samplers) et la conversion en bande de base. La fréquence d'échantillonnage LO est beaucoup plus faible que la fréquence RF. Nous connaissons 3 instruments utilisant cette technologie : le MTA (Microwave Transition Analyzer) fabriqué par HP et maintenant obsolète, le LSNA (Large Signal Network Analyzer) fabriqué aussi par HP et aussi obsolète, et enfin le SWAP-X402 fabriqué par VTD. Nous allons voir en détail le principe de fonctionnement de ces récepteurs.

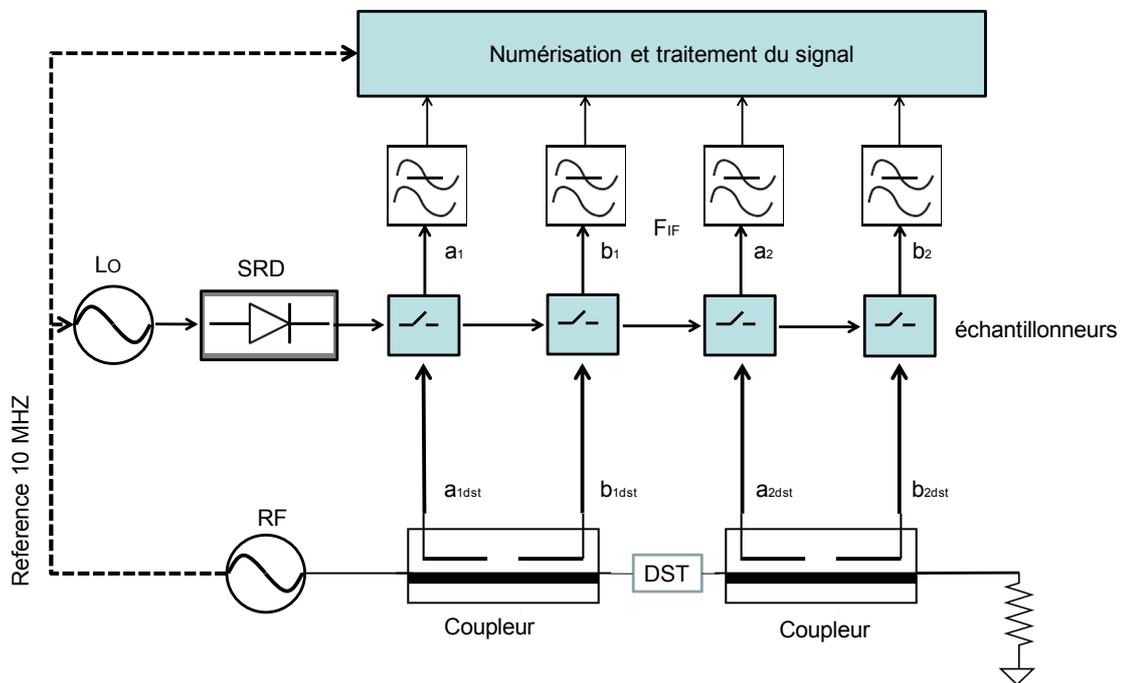


FIGURE 1.24 – NVNA à base d'échantillonneur

Les NVNA basés sur l'échantillonnage convertissent l'ensemble du signal RF intéressant (la fréquence fondamentale et ses harmoniques dans le cas de la mesure Load-Pull CW d'un dispositif non-linéaire) en une seule acquisition. Par conséquent le temps d'acquisition est beaucoup plus court par rapport à un NVNA à base

de mélangeur, et la relation de phase est assurée grâce au principe même des échantillonneurs RF et à l'algorithme de calibration robuste que nous allons étudier en détail dans le chapitre suivant. Le NVNA à base d'échantillonneurs étant le socle instrumental de notre travail, sa conception sera largement détaillée dans la suite.

1.6 Conclusion

Les transistors de puissance bénéficient aujourd'hui d'efforts importants de recherche et de gros investissements sont consacrés à leur développement. Soutenus par des applications grand public telles que les communications sans fil mais aussi par les opérateurs pour leur stations de bases et par les militaires pour leurs radars, les transistors RF continuent de progresser en termes de puissance, de densité de puissance, de rendement...

En particulier, le HEMT AlGa_N/Ga_N est un excellent exemple des progrès technologiques de ces quinze dernières années pour accroître les performances électriques. Il est donc tout à fait pertinent d'adapter les méthodes de caractérisations et les instruments de mesures aux besoins amenés par ces nouveaux transistors, afin de pouvoir tirer au mieux parti de ces composants grâce à des caractérisations fiables et de bons modèles.

Deux directions complémentaires de progression des bancs de caractérisations se dessinent : la gestion des fortes puissances de sortie, et la caractérisation des effets non-linéaires, notamment les effets parasites et les effets de mémoires. Parmi les réponses possibles à cette double problématique, cette thèse va proposer une architecture de banc Load-Pull à NVNA offrant la mesure sous forte puissance des formes d'ondes temporelles RF en impulsions aux accès de transistors RF de grande taille.

Chapitre 2 :

**Étalonnage et utilisation du
NVNA pour la caractérisation
temporelle**

2.1 Introduction

Dans le premier chapitre, les différents types de transistors FET utilisés aux fréquences micro-ondes (et en particulier des HEMTs AlGa_N/Ga_N) ont été présentés. Différents problèmes intrinsèques de ces technologies ont été détaillés, ces effets parasites ont des conséquences sur les performances électriques des composants. Cependant, et les performances ne cessant de s'améliorer, il existe un réel besoin de disposer de bancs efficaces capables de mesurer de tels composants, nécessitant de supporter plusieurs Watts sous forte désadaptation, voire plusieurs dizaines de Watts, notamment en bande S.

Le fonctionnement en régime non-linéaire du transistor RF reste compliqué et difficile à interpréter. Pour rendre compte le plus précisément possible du comportement non-linéaire du composant, le banc de mesure utilisé et son instrumentation doivent permettre de visualiser les signaux temporels en tensions et courants à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test. En effet, à partir de cette information électrique temporelle qui est très complète, toutes les autres informations plus simples (les puissances incidentes et réfléchies, le gain, la PAE...) peuvent être aisément déduites, mais aussi certains phénomènes sont très directement visibles, sur le cycle de charge de sortie par exemple.

En basses fréquences les voltmètres, ampèremètres et les oscilloscopes ainsi que leurs sondes de tension et de courant sont des instruments très utilisés. Ces instruments permettent de mesurer les tensions et les courants présents à l'entrée et à la sortie du DUT. Ils permettent de connaître très précisément dans le domaine temporel les signaux d'excitation et les réponses des DUT, notamment la très utilisée courbe de Lissajous, c'est-à-dire le cycle de charge du DUT. Ce cycle, surtout dans le plan de sortie du DUT, est un outil fondamental de la conception des amplificateurs et de la détermination de leur classe de fonctionnement. Dans les logiciels de CAO non-linéaire, l'observation du cycle de charge est très utilisée, ce qui justifie de pouvoir y accéder directement par la mesure.

Aux fréquences micro-ondes et hyperfréquences, les instruments de mesure cités précédemment ne permettent plus d'effectuer des mesures temporelles directes. A ces fréquences de travail, les notions de tensions et courants ne sont plus directement accessibles par les instruments, on accède aux ondes électromagnétiques. Généralement la mesure de ces ondes est effectuée en utilisant des coupleurs RF ou des réflectomètres (c'est-à-dire un double coupleur RF), dont le rôle principal

est de séparer les ondes incidentes et réfléchies et d'en prélever une fraction afin de les mesurer. A partir de la mesure de ces ondes, il est possible de remonter aux tensions et courants présents aux bornes du DUT en utilisant les relations suivantes :

L'onde de tension incidente à l'accès i et à la fréquence j est définie par l'équation 2.1 :

$$a_{ij} = \frac{V_{ij} + Z_c \cdot I_{ij}}{2} \quad (2.1)$$

L'onde de tension réfléchie à l'accès i et à la fréquence j est définie par l'équation 2.2 :

$$b_{ij} = \frac{V_{ij} - Z_c \cdot I_{ij}}{2} \quad (2.2)$$

L'impédance caractéristique Z_C correspond à l'impédance des instruments placés en série qui composent l'accès au dispositif sous test (source, câbles, test-set,...). L'ensemble des instruments utilisés pour le montage des bancs a une impédance caractéristique qui est généralement de 50Ω , ce qui permet un transfert assez optimal de la puissance RF. La Figure 2.1 donne une illustration des conventions d'ondes pour une source avec une impédance interne $Z_g = Z_C = 50 \Omega$.

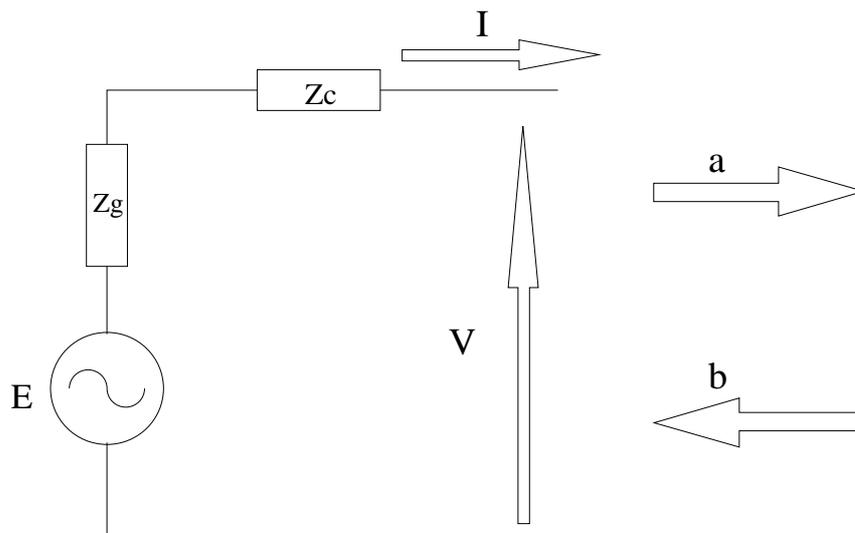


FIGURE 2.1 – Schéma équivalent des ondes des tension/courant

Un système de caractérisation fonctionnelle non-linéaire devrait idéalement permettre la mesure absolue des modules et des phases des grandeurs complexes

des ondes incidentes et réfléchies a_{ij} et b_{ij} à chaque accès i et à chaque fréquence j afin de pouvoir ensuite les exprimer dans le domaine temporel comme suit (avec M nombre total de fréquences considérées et N nombre d'accès du DUT) :

$$a_i(t) = \sum_{j=1}^M |a_{ij}| \cdot \cos(\omega(t) + \phi(a_{ij})) \quad \text{avec } i = 1 \dots N \quad (2.3)$$

$$b_i(t) = \sum_{j=1}^M |b_{ij}| \cdot \cos(\omega(t) + \phi(b_{ij})) \quad \text{avec } i = 1 \dots N \quad (2.4)$$

Pour cela, on peut avoir recours à ce que l'on appellera un analyseur de réseau vectoriel non-linéaire ou NVNA. Cet instrument peut être considéré comme étant une combinaison de trois modules :

- La partie source RF.
- La partie test-set RF.
- La partie récepteur : acquisition RF ou translation de fréquence, échantillonnage, numérisation, application des corrections.

Bien que ces 3 fonctions soient toutes indispensables pour réaliser un système de mesure RF grand signal, par abus de langage le terme NVNA désigne avant tout la fonction récepteur, les modules de source RF et de test-set peuvent être suivant les cas intégrés au NVNA ou externalisés. Nous nous intéresserons dans ce chapitre à la description des différentes parties de notre analyseur de réseau non-linéaire.

Notre instrument NVNA du laboratoire XLIM est en fait un LSNA (Large Signal Network Analyzer), équipement construit par Hewlett-Packard de 1995 à 2002, puis cédé sous licence à Maury/NMDG de 2003 à 2008. Notre instrument a été lourdement modifié au sein du laboratoire afin d'y ajouter un processeur embarqué avec une interface GPIB, une gestion originale du mode en impulsions, un synthétiseur de précision pour gérer la fréquence des ADC et beaucoup d'autres détails. Le LSNA est basé sur les cartes analogiques d'un instrument plus ancien, le Hewlett Packard MTA (Microwave Transition Analyzer) dont il a doublé le nombre de ports de mesures.

2.2 Description du NVNA

2.2.1 Principe de fonctionnement

Comme le montre le diagramme simplifié de la Figure 2.2, le système de mesure NVNA à base de LSNA possède 4 canaux identiques qui ont pour but d'effectuer une conversion vers les basses fréquences IF [35] des signaux RF pouvant aller jusqu'à 50 GHz. Ensuite ces signaux IF sont numérisés. Les 4 canaux permettent de considérer un DUT à 2 ports, mais des réalisations de ce principe avec 6 canaux existent [36].

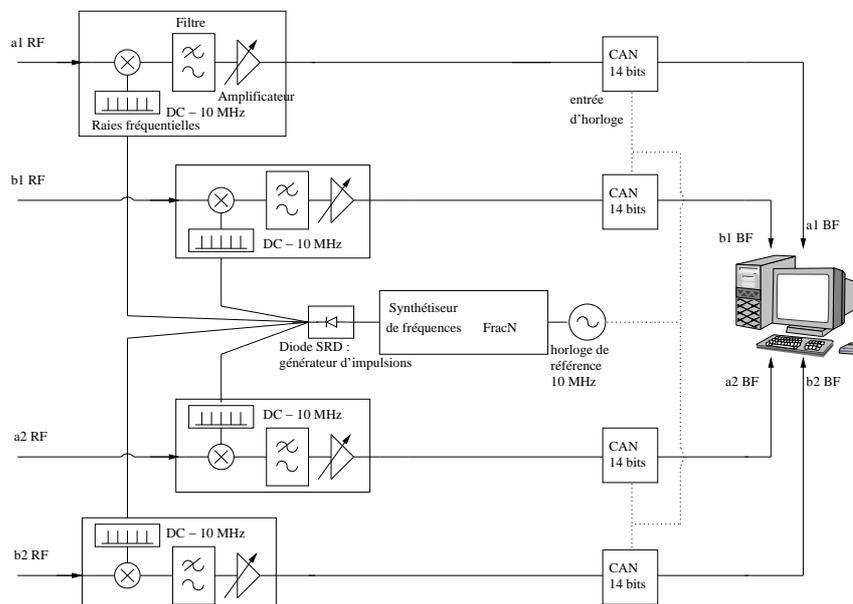


FIGURE 2.2 – NVNA

Un des points clefs de ce système est la précision des horloges qui sont toutes synthétisées, synchronisées ensemble et ajustées avec 48 bits de précision. Notamment, le signal de l'horloge de référence (10 MHz) est appliqué au synthétiseur LO (appelé « FracN » en raison de sa technologie interne) du LSNA qui peut générer n'importe quelle fréquence F_{LO} entre 10 MHz et 25 MHz avec une résolution de fréquence de l'ordre de 0,001 Hz et une grande stabilité. Cette fréquence F_{LO} est appliquée aux échantillonneurs RF (*Samplers*) après une mise en forme réalisée par une Diode SRD (Step Recovery Diode). La diode SRD, à très forte réponse non-linéaire, sert à transformer le signal sinusoïdal de sortie du « FracN » en un signal en impulsions de même fréquence. Cette fonction de mise en forme peut aussi être réalisé à l'aide de NLTL (NonLinear Transmission Lines, lignes de transmission non-linéaires). Le signal obtenu après la diode SRD est donc dans le domaine

temporel une suite ou un peigne d'impulsions. Ces impulsions en quasi Dirac sont alors envoyées vers les quatre circuits d'échantillonnage RF qui effectuent la translation de fréquence.

2.2.2 Principe de conversion

Ce circuit de translation/conversion également appelé tête d'échantillonnage est le cœur du système aussi appelé « *Downconverter* ». Les impulsions dans le domaine temporel correspondent dans le domaine fréquentiel à un peigne de Dirac (suite de composantes fréquentielles) du signal généré par le « *FracN* » et sa SRD connectée en sortie. La qualité de la SRD permet à ce signal d'avoir des composantes jusqu'à plus de 50 GHz.

Si la fréquence F_{LO} du « *FracN* » est correctement choisie, le produit du mélange de la fréquence fondamentale du signal RF F_{RF} avec les fréquences harmoniques multiple de la fréquence F_{LO} produira dans le domaine IF l'image F_{IF} du signal RF. Toutes les fréquences harmoniques du signal RF, nF_{RF} seront converties en fréquences harmoniques de F_{IF} [37] [38]. Les Figures 2.3 et 2.4 montrent ce principe respectivement dans les domaines temporels et fréquentiels.

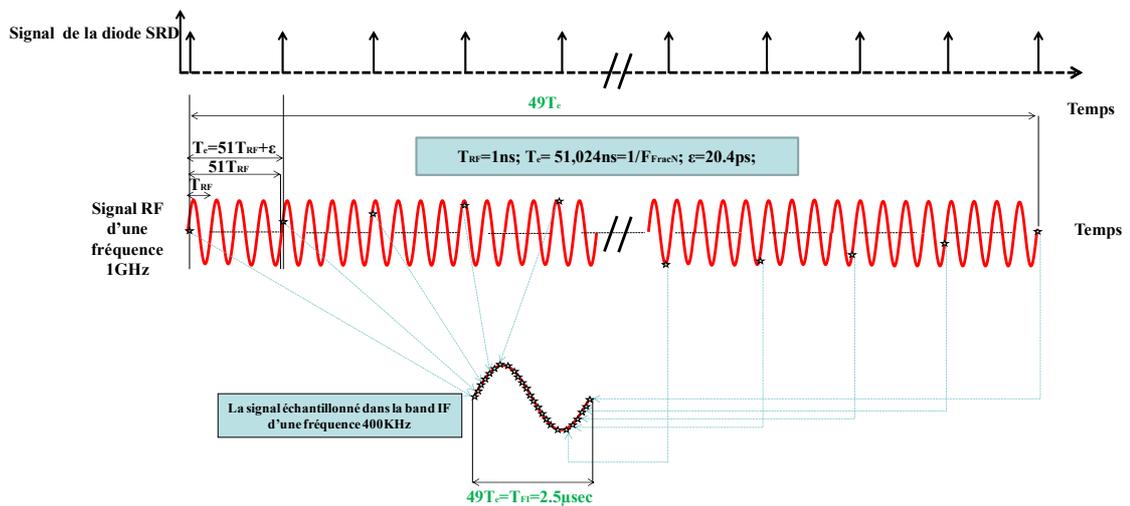


FIGURE 2.3 – Principe de conversion

La Figure 2.4 explique le principe complet du traitement d'un des canaux du système. La fréquence fondamentale du signal RF est réglée à $F_{RF}=1$ GHz, la fréquence fondamentale issue du générateur *FracN* est réglée à $F_{LO}=19,6$ MHz, en conséquence la fréquence F_{IF} est calculée par $F_{IF} = F_{RF} - N \times F_{LO}$, où N

est un coefficient entier qui vaut 51 ici. Donc notre signal IF image de F_{RF} vaut $F_{IF_0} = 400 \text{ KHz}$.

Pour la conversion du signal RF harmonique à la fréquence $2.F_{RF}$, N vaudra 102 ce qui donnera une deuxième fréquence IF $F_{IF_2F_0} = 800 \text{ KHz}$ image de $2.F_{RF}$. De la même manière, pour la fréquence RF au troisième harmonique $3.F_{RF}$, l'image en IF sera calculée avec $N=153$ et donnera $F_{IF_3F_0} = 1200 \text{ KHz}$. Et ainsi de suite pour les harmoniques suivant de la fréquence fondamentale RF.

Nous constatons donc que cette approche avec des échantillonneurs RF utilisés en sous échantillonnage synchronisé offre en une seule opération un signal IF qui contient toute l'information RF et ses relations de phases. C'est un principe qui s'apparente à de la stroboscopie. Dans le cas de signaux RF modulés, ce principe pourra s'employer si les fréquences utiles des signaux modulés ont bien une image dans le domaine IF.

Les signaux dans la bande IF sont ensuite filtrés par un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage des convertisseurs analogique numériques F_{ADC} . Ceci permet de conserver uniquement les fréquences utiles translatées et converties en IF en évitant le repliement induit par la conversion analogique-numérique.

La mesure en elle-même consiste à convertir le spectre RF en son image la plus fidèle possible en basses fréquences IF. En effet, il reste difficile directement, sans descente en fréquence préalable, de numériser, de mettre en forme et de traiter un signal RF très large bande (plusieurs octaves car nous souhaitons considérer les fréquences harmoniques générées par les DUT non-linéaires en mode grand signal, au minimum 3 harmoniques mais plus idéalement 4 ou 5). Ceci est donc rendu possible par l'opération d'échantillonnage qui revient à convoluer le signal RF avec le peigne de Dirac fourni par la SRD.

Nous disposons ainsi, pour l'instrument LSNA, d'un spectre RF compris entre 100 MHz et 50 GHz translaté dans un domaine IF entre 0 et 10 MHz. Ces signaux sont ensuite numérisés et les corrections liées au calibrage VNA, puissance absolue et phase seront appliquées pour représenter les formes temporelles RF avec la plus grande précision possible (décrits dans la suite). A noter que le SWAP-X402 présente une bande RF de 100 MHz à 40 GHz, et que sa fréquence d'échantillonnage

numérisons les signaux analogiques qui existent dans la bande IF. Elle possède 6 entrées comme visible sur la figure 2.5 :

- Les *Channels* 1, 2, 3, 4 seront utilisés pour numériser les 4 signaux IF provenant des têtes d'échantillonnages.
- L'entrée *Clock* est utilisée pour recevoir un signal d'horloge externe, qui va définir la fréquence d'échantillonnage pour la numérisation. Cependant cette carte possède également la possibilité de numériser les signaux analogiques de manière autonome grâce à son propre signal d'horloge interne.
- L'entrée *Trigger* est principalement utilisée pour synchroniser les acquisitions et la numérisation des signaux analogiques en mode d'impulsions. Ce mode sera détaillé dans le chapitre 3.

La numérisation des signaux analogique est codée sur 14 bits, avec une possibilité d'acquérir 8 Méga échantillons (en fait 2^{23} échantillons exactement) pour les 4 voies, soit 2 Méga échantillons par voie. L'utilisation de 14 bits pour le codage du signal définit la dynamique théorique du convertisseur (équation 2.5) en l'absence de gigue de phase (ou jitter). La fréquence d'échantillonnage utilisée et le nombre d'échantillons permettent de définir la résolution en fréquence après transformée de Fourier discrète (DFT Discrete Fourier Transform) de cette numérisation, présentée dans l'équation 2.6, avec F_{ADC} la fréquence d'échantillonnage et N les nombre des échantillons acquis.

$$Dynamique_{ADC} = 20 \cdot \log \left(2^{14} \right) = 84.3dB \quad (2.5)$$

$$Res_{ADC} = \frac{f_{ADC}}{N} \quad (2.6)$$

La gigue de phase est une problématique très importante de notre système. Si les échantillonneurs RF ne sont pas commandés de manière très synchrone avec le signal RF lui-même, ou si les ADC ne sont pas bien synchronisés avec le signal IF, alors la résolution apparente du système [40] (ENOB Equivalent Number of Bits, nos 14 bits) va diminuer selon la Figure 2.6.

La gigue de phase (ou jitter) peut être vue dans le NVNA comme un bruit de phase sans dérive long terme, ou comme une dérive long terme entre les différentes horloges. Le bruit de phase sans dérive long terme est une conséquence directe des

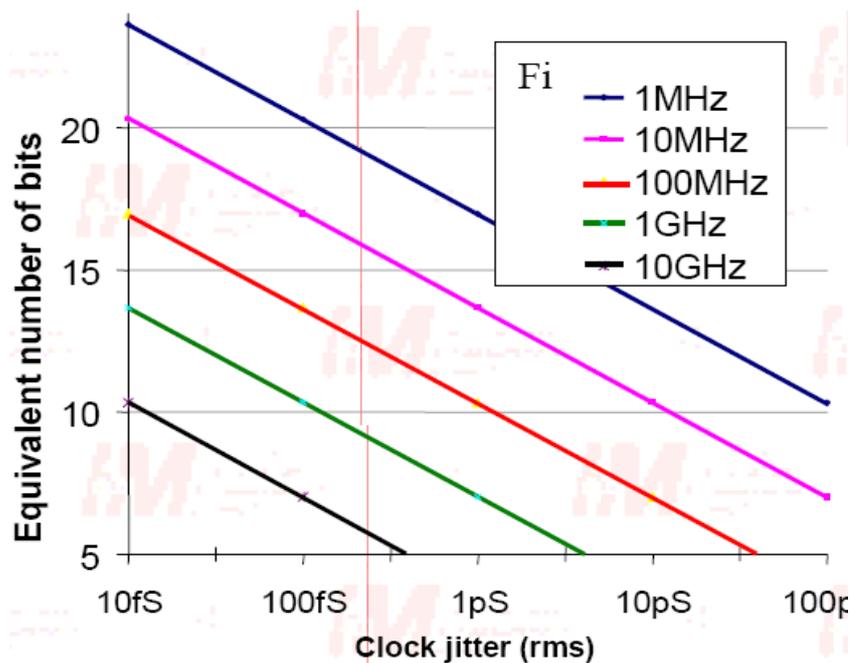


FIGURE 2.6 – Bits effectifs en fonction du jitter pour différentes fréquences

bruits divers (alimentations, bruit de grenaille, bruits quantiques...) du système. De bons blindages et des isolations bien conçues permettent de limiter le bruit de phase court terme, mais jamais de l'éviter totalement. Il restera donc à surveiller de près.

Notre conception du NVNA avec des horloges toutes synchronisées et synthétisées (avec des circuits comme le FracN qui font des calculs entiers pour synthétiser leurs fréquences) nous affranchit des dérives long terme. A noter que dans le chapitre 3, lors de l'application d'impulsions, les horloges liées aux impulsions seront elles aussi liées par des ratios entiers aux autres horloges. Donc si l'horloge maîtresse du banc entier, à partir de laquelle toutes les autres horloges sont synthétisées, dériverait légèrement, toutes les autres horloges suivront et cela n'aura pas de conséquence au premier ordre.

2.2.3.2 Traitement des signaux convertis

Depuis le domaine temporel, la transformée de Fourier discrète permet d'évaluer une représentation spectrale d'un signal discret (le signal échantillonné) sur une fenêtre de temps finie. La transformée de Fourier est utilisée en traitement du signal pour obtenir le spectre fréquentiel d'un signal temporel. Les problèmes rencontrés par la DFT dans le traitement numérique du signal sont le temps de calcul, la

résolution discrète et la difficulté à l'appliquer sur un signal de durée limitée qui entraîne l'apparition d'ondulations parasites sur le spectre.

En pratique, nous utilisons un algorithme connu sous le nom de transformée de Fourier rapide (FFT Fast Fourier Transform) pour réaliser la transformée de Fourier discrète. Il s'applique uniquement si le nombre d'échantillons temporels est une puissance de 2 et il consiste à ordonner astucieusement les calculs de manière à réduire le nombre total de multiplications nécessaires. La FFT est un algorithme très efficace pour calculer la DFT directe et inverse, il existe de nombreux algorithmes de FFT optimisés pour les cas particuliers d'un large éventail d'applications.

Plus généralement, le traitement numérique du signal utilise des techniques d'analyse et d'interprétation des signaux numérisés (filtrage, compression, corrélations, transformées...). Contrairement au traitement analogique des signaux réalisé grâce à des dispositifs analogiques, le traitement des signaux numériques est réalisé par des algorithmes numériques qui peuvent être implémentés dans des ordinateurs ou des circuits dédiés tels que des DSP (Digital Signal Processor) ou FPGA (Field Programmable Gate Array). Les DSP ou FPGA donnent accès à des traitements très efficaces, comme le calcul câblé très rapide de la FFT.

La définition mathématique de la FFT est présentée dans l'équation 2.7, ce qui conduit au spectre discret du signal. Nous devons donc prendre garde lors de la configuration de notre NVNA à bien positionner les fréquences F_{LO} et F_{ADC} afin que les fréquences RF intéressantes aient bien une image exacte dans le domaine de la FFT calculée, c'est-à-dire que les fréquences $F_{IF_n F_0}$ soient des points exacts de la FFT envisagée.

$$S_K = \sum_{n=0}^{N-1} s_n \cdot e^{(-2 \cdot i \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{n}{N})} \quad \text{Pour } 0 < K < N \quad (2.7)$$

L'algorithme de FFT que nous utilisons dans notre NVNA provient de la librairie « open source » FFTW, cette librairie dispose en interne de nombreux algorithmes de FFT et choisit automatiquement celui le mieux adapté à notre problématique (en fonction de la taille du problème, de la résolution souhaitée, du processeur utilisé...). Il est à noter que le SWAP-X402 peut, sous certaines conditions, effectuer des calculs de FFT en mode câblé dans sa FPGA, mais que si cette option ne peut pas être utilisée alors il bascule sur les algorithmes de la

librairie FFTW.

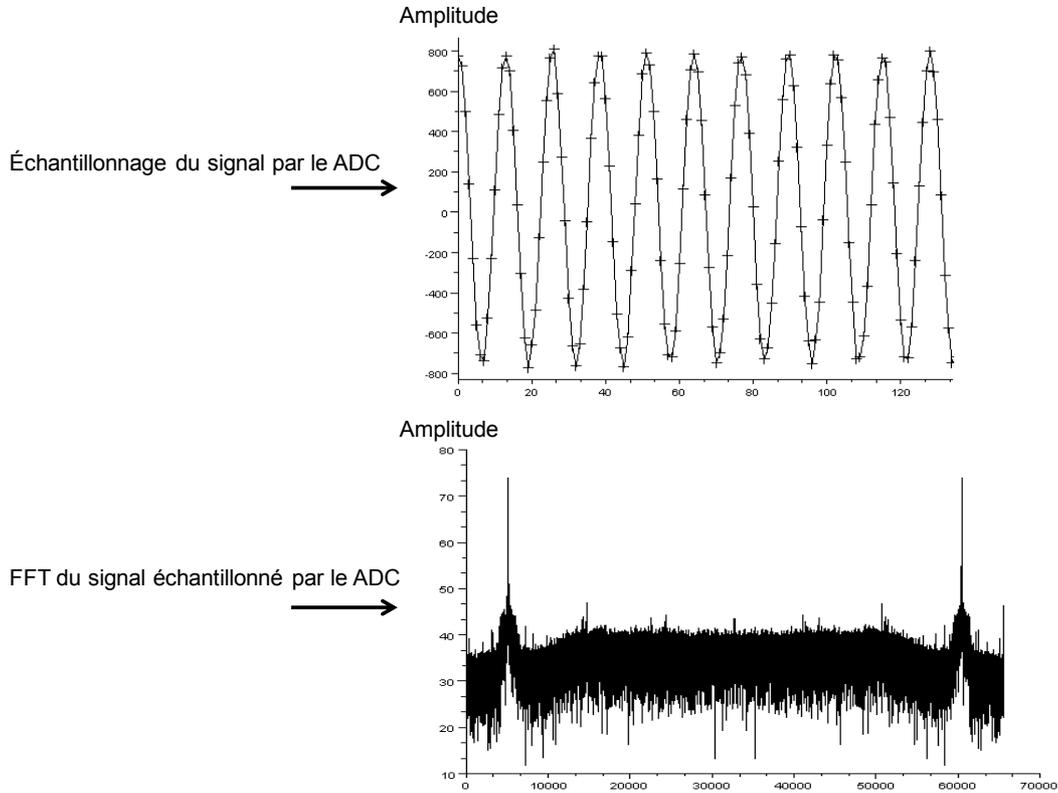


FIGURE 2.7 – La FFT d’un signal échantillonné par les ADC

Voici dans la Figure 2.7 un exemple d’acquisition de données par les ADC sur un signal analogique échantillonnés par notre ADC. Nous prenons ici 65536 échantillons et une fréquence ADC de 12.8 MHz ; la FFT appliquée sur ce signal est de type FFTW. Le temps d’acquisition des ADC et de l’application de la FFT ne dépasse pas 10 millisecondes sur cet exemple en traitant les 4 canaux. Le NVNA peut faire fonctionner ses ADC de 10 MHz à 25 MHz, le SWAP-X402 peut quant à lui les programmer de 50 MHz à 128 MHz, avec pour les 2 instruments une résolution de 48 bits soit environ 0,001 Hz. Pour ces 2 instruments l’horloge des ADC est synchronisée (phase-lockée) avec les autres horloges (synthétiseur RF, synthétiseur LO).

2.3 Étalonage spécifique au NVNA

Nous nous attacherons dans cette partie à expliquer les procédures et les algorithmes d’étalonage spécifiques au NVNA. Comme cela a été décrit dans la

thèse de Jan Verspecht [41], les procédures d'étalonnage du NVNA sont accomplies en deux étapes, l'étalonnage relative et étalonnage absolue.

L'objectif de l'étalonnage relatif est d'assurer que le NVNA mesure les ondes incidentes et réfléchies, « a » et « b », sans que les grandeurs obtenues puissent être reliées à une puissance ou à une phase absolue. C'est en faisant les ratios de ces ondes que l'on obtient les classiques paramètres [S], qui peuvent donc être parfaitement définis même si les amplitudes absolues des ondes ne le sont pas mais ont un comportement linéaire par rapport aux signaux réels à mesurer (la dynamique de l'appareil). Cette première étape assure donc que le NVNA mesure les paramètres [S] du dispositif sous test comme n'importe quel analyseur de réseau vectoriel classique. Ainsi, toutes les techniques d'étalonnage classiques des VNA peuvent, en principe et avec leurs avantages ou inconvénients respectifs, être utilisées pour effectuer l'étape de la calibration relative du NVNA : SOLT Short/Open/Load/Thru), LRM (Line/Reflect/Match), LRRM (Line/Reflect/Reflect/Match), Multiline TRL (Thru/Reflect/Line)...

L'objectif de l'étalonnage absolu est de déterminer avec précision les amplitudes des ondes et aussi les relations de phases entre les différentes fréquences RF considérées.

Le calibrage en amplitude aux différentes fréquences considérées est effectuée par la comparaison des amplitudes non référencées mesurées par le NVNA et celles mesurées à l'aide d'un powermeter (ou bolomètre) connecté dans l'un des plans de référence. Ceci permet d'associer au modules des ondes incidentes et réfléchies des niveaux de puissance directement exprimés en dBm ou en Watts.

Les relations de phases entre les différentes fréquences sont classiquement obtenues en comparant les phases mesurées par le NVNA et celles provenant d'un étalon de phase pré-caractérisé dont on connaît parfaitement la réponse en phases sur un large domaine fréquentiel. Il s'agit souvent d'une diode SRD, cet étalon de phase est appelé HPR « Harmonic Phase Reference ».

2.3.1 Modèle d'erreur

Nous associons à un calibrage un modèle d'erreur pour lequel nous décrivons la relation entre les données brutes mesurées et les quantités corrigées $a_{i_{DUT}}$ et $b_{i_{DUT}}$

exprimées dans les plans de mesure du DUT et ayant des unités connues. Le modèle d'erreur pour l'étalonage du NVNA est décrit dans [42] et il est exprimé sous une forme matricielle composée de 16 termes d'erreurs complexes, cf équation 2.8, mais généralement les 8 termes anti-diagonaux sont nuls (comme pour les VNA avec les modèles d'erreurs à 8 termes, à noter qu'il est aussi possible d'avoir des modèles d'erreurs à 12 termes corrigeant une erreur dite de cross-talk).

La partie relative de l'étalonage est celle qui est dans la matrice de l'équation 2.8 et le coefficient complexe $K(f)$ contient les termes d'amplitudes et de phases absolues. Cette présentation va simplifier les explications, mais dans la réalité du NVNA une simple matrice complexe est utilisée, elle est le produit de ces deux parties relatives et absolues. L'objectif de la procédure d'étalonage est donc de déterminer tous ces coefficients d'erreurs, ils doivent être évalués conjointement pour chaque fréquence considérée.

$$\begin{bmatrix} a_{1_{dst}}(f) \\ b_{1_{dst}}(f) \\ a_{2_{dst}}(f) \\ b_{2_{dst}}(f) \end{bmatrix} = |K(f)| \cdot e^{j \cdot \varphi(K(f))} \begin{bmatrix} 1 & \beta_1(f) & 0 & 0 \\ \gamma_1(f) & \delta_1(f) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2(f) & \beta_2(f) \\ 0 & 0 & \gamma_2(f) & \delta_2(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{1_R}(f) \\ b_{1_R}(f) \\ a_{2_R}(f) \\ b_{2_R}(f) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.3.2 Obtention des paramètres relatifs

Il s'agit donc ici d'extraire les termes complexes de la matrice 2.8, ce qui correspond au système d'équations 2.9 dans une logique à 8 termes d'erreurs. Une approche classique de résolution des équations est basée sur les graphes de fluence et les règles de Mason. Nous allons proposer ici une approche plus moderne et plus générale de cette résolution.

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{1_{dst}}(f) = a_{1_R}(f) + \beta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) \\ b_{1_{dst}}(f) = \gamma_1(f) \cdot a_{1_R}(f) + \delta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) \\ a_{2_{dst}}(f) = \alpha_2(f) \cdot a_{2_R}(f) + \beta_2(f) \cdot b_{2_R}(f) \\ b_{2_{dst}}(f) = \gamma_2(f) \cdot a_{2_R}(f) + \delta_2(f) \cdot b_{2_R}(f) \end{array} \right. \quad (2.9)$$

Nous présentons tout d'abord en Figure 2.8 les configurations de mesure de notre NVNA pour des standards Open, Short et Match pour les accès 1 et 2. Nous

présentons ensuite en Figure 2.9 et 2.10 la configuration de mesure de la connexion directe entre respectivement les accès 1 et 2.

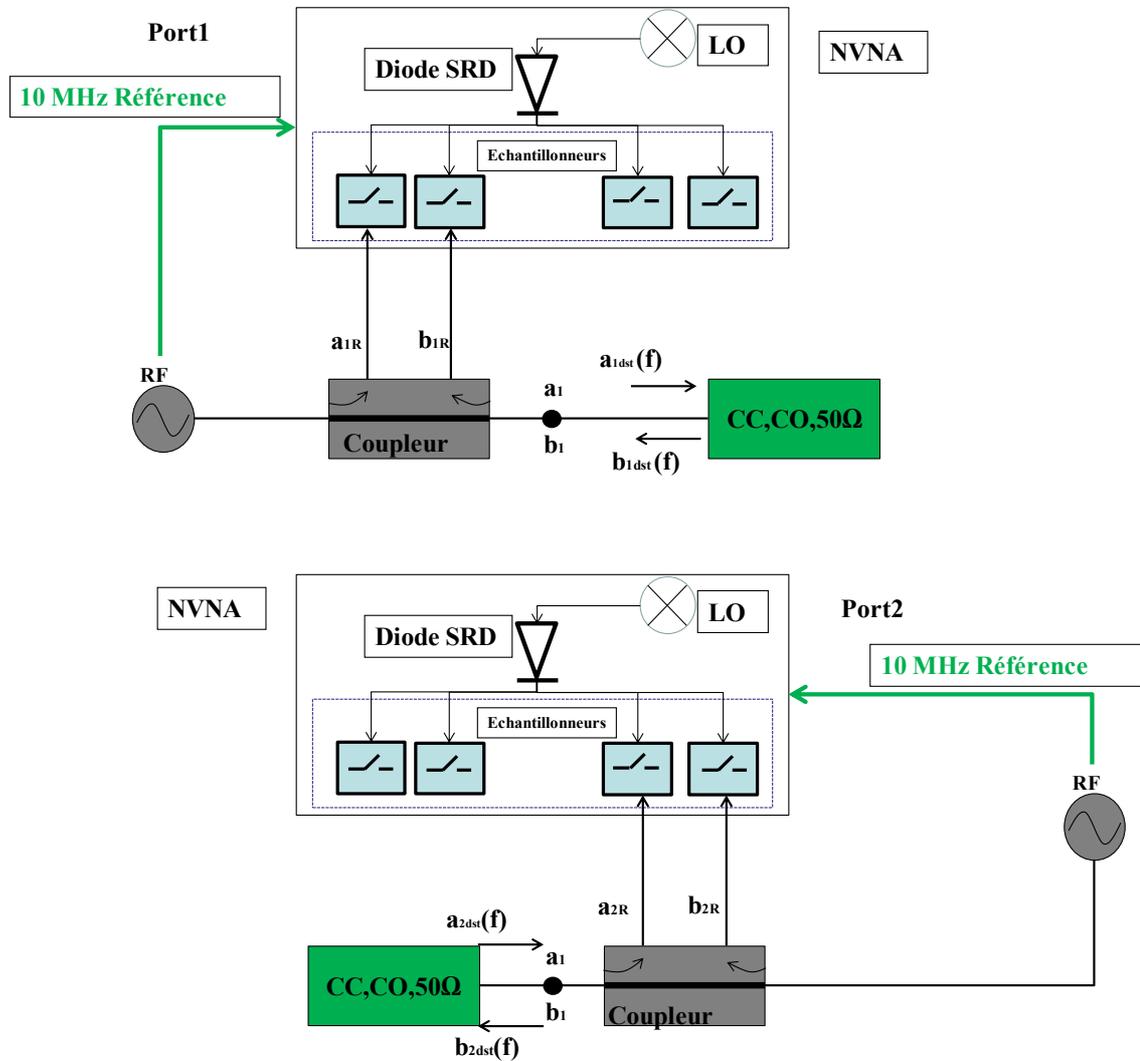


FIGURE 2.8 – Configuration pour la calibration relative pour le port 1 et le port 2

De manière générale, la présence d'un dispositif sous test dont on connaît parfaitement les paramètres $[S]$ (c'est évidemment le cas pour les standards d'étalonnage) permet d'établir les relations suivantes 2.10 et 2.11.

$$b_{1_{dst}}(f) = S_{11}(f) \cdot a_{1_{dst}}(f) + S_{12}(f) \cdot a_{2_{dst}}(f) \quad (2.10)$$

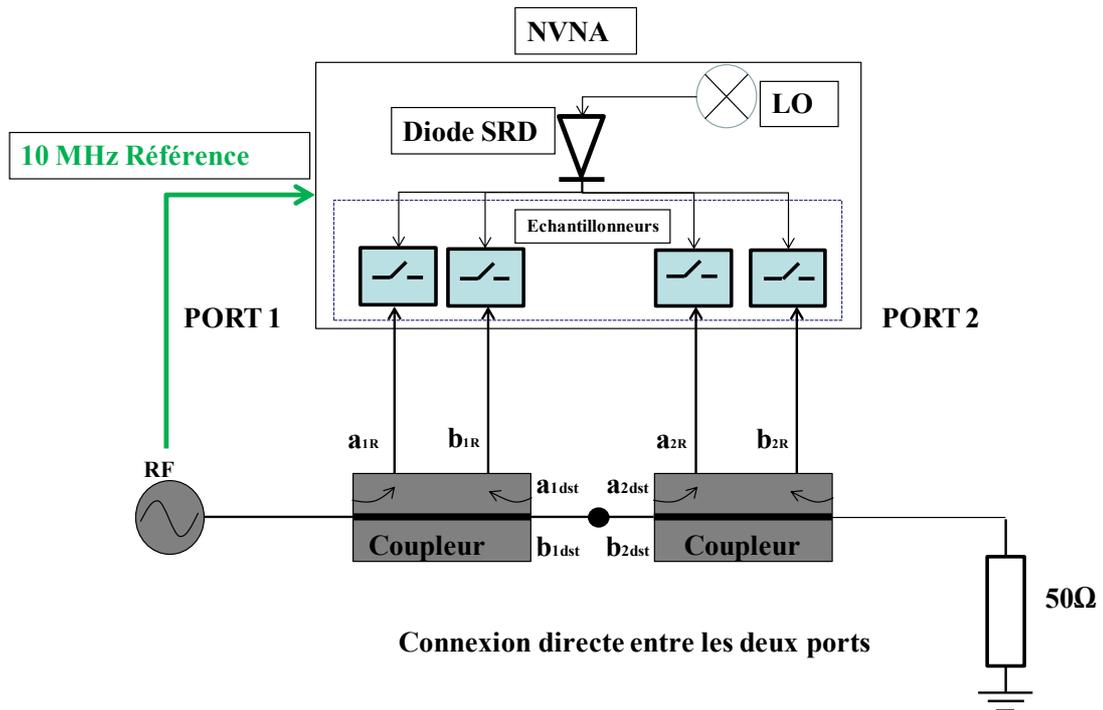


FIGURE 2.9 – Configuration pour la calibration relative avec une connexion directe (excitation sur le port 1)

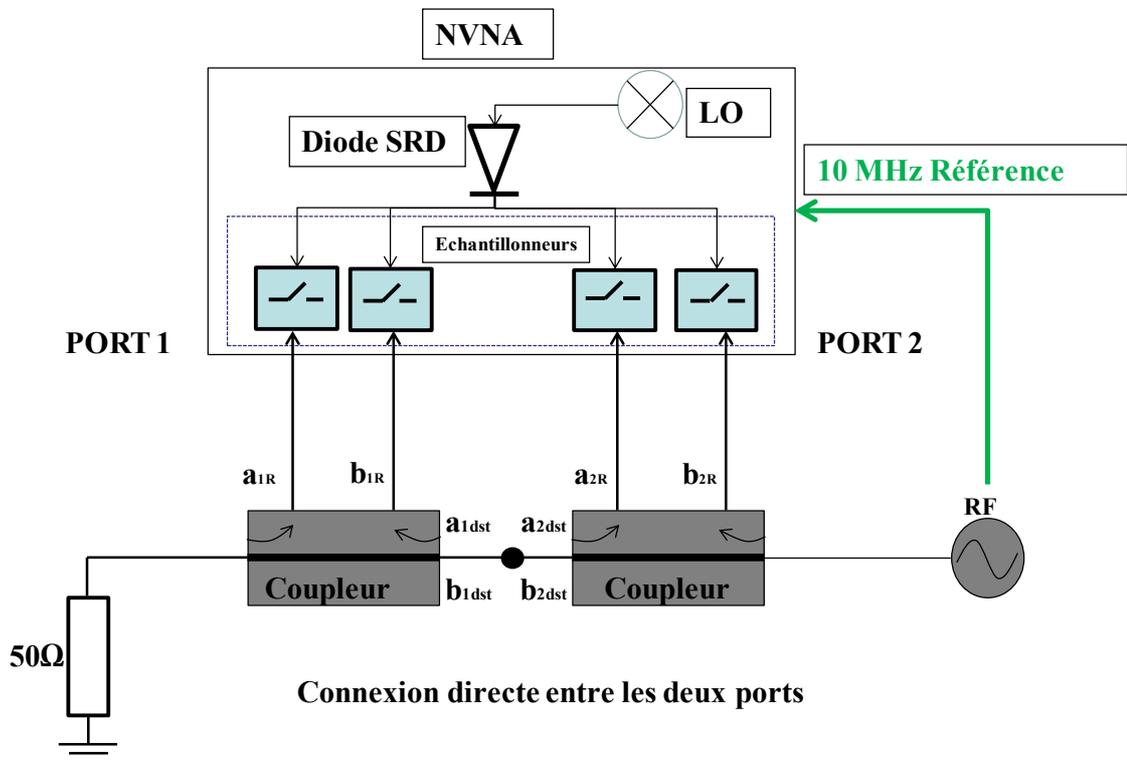


FIGURE 2.10 – Configuration pour la calibration relative avec une connexion directe (excitation sur le port 2)

Et

$$b_{2_{dst}}(f) = S_{21}(f) \cdot a_{1_{dst}}(f) + S_{22}(f) \cdot a_{2_{dst}}(f) \quad (2.11)$$

En substituant 2.10 dans 2.9, il vient l'équation 2.12. Et nous pouvons exprimer S11 dans l'équation 2.13.

$$\begin{aligned} \gamma_1(f) \cdot a_{1_R}(f) + \delta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) &= S_{11}(f) \cdot a_{1_R}(f) \\ &+ S_{11}(f) \cdot \beta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) + S_{12}(f) \cdot \alpha_2(f) \cdot a_{2_R}(f) \\ &+ S_{12}(f) \cdot \beta_2(f) \cdot b_{2_R}(f) \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} S_{11}(f) \cdot a_{1_R}(f) &= S_{11}(f) \cdot \beta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) + \gamma_1(f) \cdot a_{1_R}(f) \\ &+ \delta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) - S_{12}(f) \cdot \alpha_2(f) \cdot a_{2_R}(f) - S_{12}(f) \cdot \beta_2(f) \cdot b_{2_R}(f) \end{aligned} \quad (2.13)$$

De même en substituant 2.11 dans 2.9, il vient l'équation 2.14 et nous pouvons exprimer S21 par l'équation 2.15.

$$\begin{aligned} \gamma_2(f) \cdot a_{2_R}(f) + \delta_2(f) \cdot b_{2_R}(f) &= S_{21}(f) \cdot a_{1_R}(f) \\ &+ S_{21}(f) \cdot \beta_1(f) \cdot b_{1_R}(f) + S_{22}(f) \cdot \alpha_2(f) \cdot a_{2_R}(f) \\ &+ S_{22}(f) \cdot \beta_2(f) \cdot b_{2_R}(f) \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} S_{21}(f) \cdot a_{1_R}(f) &= -S_{21}(f) \cdot b_{1_R}(f) \cdot \beta_1(f) - S_{22}(f) \cdot a_{2_R}(f) \cdot \alpha_2(f) \\ &- S_{22}(f) \cdot b_{2_R}(f) \cdot \beta_2(f) + a_{2_R}(f) \cdot \gamma_2(f) + b_{2_R}(f) \cdot \delta_2(f) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Ainsi, la mesure d'un quadripôle dont les paramètres [S] sont parfaitement connus revient à écrire l'égalité matricielle 2.16.

$$\begin{bmatrix} S_{11} \cdot a_{1R}(f) \\ S_{12} \cdot b_{1R}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}b_{1R}(f) & a_{1R}(f) & b_{1R}(f) & -S_{12}a_{2R}(f) & -S_{12}b_{2R}(f) & 0 & 0 \\ -S_{21}b_{1R}(f) & 0 & 0 & -S_{22}a_{2R}(f) & -S_{22}b_{2R}(f) & a_{2R}(f) & b_{2R}(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) \\ \delta_1(f) \\ \alpha_2(f) \\ \beta_2(f) \\ \gamma_2(f) \\ \delta_2(f) \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

En mesurant au minimum 4 quadripôles dont les paramètres [S] sont connus, il devient possible d'inverser la relation 2.16 afin d'en extraire les termes d'erreur du système de mesures. Par exemple on aurait, dans le cas d'une mesure de 3 standards sur le port 1 (Short/Open/Load) et sur le port 2, et le Thru entre les ports 1 et 2, obtenu l'équation matricielle 2.17. Si les paramètres [S] des éléments de référence ne sont pas connus, alors nous disposons généralement de coefficients spécifiques (cf 3.6).

$$[V] = \begin{pmatrix} \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) \\ \delta_1(f) \\ \alpha_2(f) \\ \beta_2(f) \\ \gamma_2(f) \\ \delta_2(f) \end{pmatrix} \cdot [M] \quad (2.17)$$

Les termes d'erreur sont alors obtenus par la relation 2.18.

$$\begin{pmatrix} \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) \\ \delta_1(f) \\ \alpha_2(f) \\ \beta_2(f) \\ \gamma_2(f) \\ \delta_2(f) \end{pmatrix} = [V] \cdot [M]^{-1} \quad (2.18)$$

Notons que dans la relation précédente, la matrice $[M]$ n'est pas forcément carrée. L'inversion matricielle se fera alors par la fonction pseudo-inverse qui permet d'inverser une matrice non carrée et d'obtenir une solution au système numérique optimisée au sens des moindres carrés [42] [43] [44]. Ceci permet de gérer au mieux la présence d'informations redondantes ou en excès dans le système d'équations.

Un débat intéressant mais non développé dans nos travaux serait de discuter du bon conditionnement de la matrice M . Ce bon conditionnement ne peut être obtenu que si les différents standards mesurés apportent réellement une information significative et qu'aucune information déterminante ne manque. Il peut être envisagé d'intervenir sur ce conditionnement en rajoutant des coefficients de pondération aux différentes mesures effectuées.

Ainsi nous avons obtenu les coefficients d'erreurs pour la partie relative du NVNA, ce qui implique qu'un NVNA est bien un sur-ensemble d'un VNA, et qu'il est capable de mesurer des paramètres $[S]$. Il nous reste à réaliser le calibrage absolue.

2.3.3 Étalonage absolu

Le but du calibrage absolu [41] est de déterminer l'amplitude et la phase du coefficient d'erreur absolue $K(f)$ de la relation 2.8. Nous supposons ici que les coefficients d'erreur relative $\beta_1(f)$, $\gamma_1(f)$, $\delta_1(f)$, $\alpha_2(f)$, $\beta_2(f)$, $\gamma_2(f)$, $\delta_2(f)$ sont déjà connus à l'aide de l'étalonage relatif comme expliqué ci-dessus. Le module du coefficient complexe d'erreur absolue $K(f)$ s'obtient par l'utilisation d'un wattmètre. La phase de $K(f)$ est déterminée par l'utilisation d'un élément de référence de phase (HPR ou sampler, voir ci-après).

Deux versions ont été développées pour le calibrage absolu, une version pour les mesures connectées et une version pour les mesures sous pointes. En effet, pour effectuer un calibrage NVNA dans le plan de pointes RF, il faut disposer de standards dans ces plans. C'est chose faite pour la partie relative avec les substrats de calibrages proposés par les fournisseurs des pointes RF, l'algorithme LRRM est sans doute alors le mieux adapté à cet étalonage relatif. Mais pour la partie absolue du calibrage, nous ne disposons pas de wattmètre ou de HPR dans le plan des pointes RF, il faut alors utiliser un transfert de plan de référence.

2.3.3.1 Calibrage des amplitudes dans des plans connectés

Il s'agit de déterminer le module de $K(f)$. Cela s'obtient en connectant le wattmètre sur un port du DUT afin de comparer sur ce port ce qui est obtenu à chaque fréquence RF par le wattmètre et les données relatives du NVNA, ceci est réalisé à l'aide du montage de la Figure 2.11. Notons ici que l'on fait non seulement l'hypothèse que la partie relative du NVNA est linéaire sur une dynamique importante, mais aussi que le système d'acquisition interne du NVNA dispose d'une référence d'amplitude non calibrée mais invariante dans le temps. En pratique, il s'agit de la référence de tension des convertisseurs analogique-numérique.

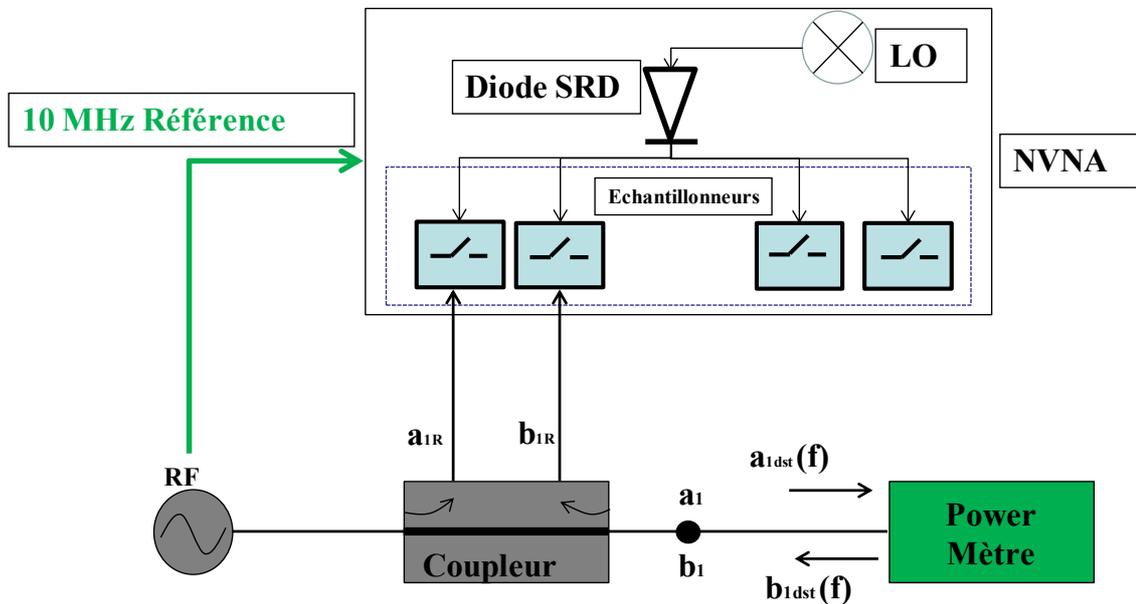


FIGURE 2.11 – Configuration pour la calibration en amplitude avec un wattmètre

On injecte la puissance sur le port 1 et on vérifie les données mesurées par le NVNA $a_{1R(f)P}$ pour chaque fréquence RF à considérer. Le symbole P représente les mesures des ondes de puissance pendant l'étalonnage de puissance. On récupère également la puissance mesurée par le wattmètre pour chacune des fréquences injectées par simple lecture de son acquisition généralement exprimée en dBm. La valeur de la puissance mesurée par le wattmètre est d'abord convertie en une valeur d'amplitude crête $a_p(f)$, cf équation 2.19.

$$a_p(f) = 10^{\left(\frac{(P_{dBm} - 10)}{20}\right)} \quad (2.19)$$

Il faut noter que notre approche du NVNA utilise la convention d'amplitudes

crêtes qui sont représentées en Volts. Cette convention est celle utilisée par les simulateurs commerciaux, comme l'équilibrage harmonique d'ADS chez Agilent. Une autre convention utilisée pour la puissance est la convention RMS (Root Mean Square) notée $a_{p_{RMS}}(f)$, soit la racine carrée de la puissance en Watt. Les amplitudes selon les différentes conventions peuvent être facilement converties par les équations 2.20 et 2.21.

$$a_{p_{RMS}}(f) = \frac{a_p(f)}{\sqrt{2}} \quad (2.20)$$

$$a_{p_{Watt}}(f) = \frac{a_p(f)}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{50}} = \frac{a_p(f)}{10} \quad (2.21)$$

La relation entre les mesures de $a_p(f)$ et le NVNA est donnée par l'équation 2.22, avec $C_p(f)$ coefficient de calibrage de la sonde de puissance du wattmètre exprimé en pourcentage. Cette valeur est fournie par le fabricant pour chaque sonde RF de puissance en fonction de la fréquence. Si ce coefficient est géré directement dans l'instrument wattmètre, le coefficient de notre calcul est pris égal à 100.

$$a_p(f) = \sqrt{\frac{C_p(f)}{100}} \cdot a_{1_{dst}}(f)[p] \quad (2.22)$$

En combinant les équations 2.8 et 2.22, il en résulte l'équation 2.23 à une seule inconnue module de $K(f)$. Finalement ce module peut s'écrire comme dans l'équation 2.24.

$$a_{1_{dst}}(f)[p] = |K(f)| \cdot |a_{1_R}(f)[P] + \beta_1(f) \cdot b_{1_R}(f)| = \frac{a_p(f)}{\sqrt{\frac{C_p(f)}{100}}} \quad (2.23)$$

$$|K(f)| = \frac{10^{\left(\frac{(P_{dBm} - 10)}{20}\right)}}{\sqrt{\frac{C_p(f)}{100}} \cdot |a_{1_R}(f)[p] + \beta_1(f) \cdot b_{1_R}(f)|} \quad (2.24)$$

2.3.3.2 Étalonage des phases dans un plan connectivé

Le but du calibrage de phase est de déterminer les phases de $K(f)$ à toutes les fréquences considérées afin de compenser leur dispersion dans les canaux du NVNA et dans le test-set. L'origine absolue des temps n'étant pas bien définie, nous déciderons arbitrairement que la phase absolue de l'une des fréquences considérées est nulle, on prendra généralement comme phase nulle celle de la

fréquence fondamentale RF sur son signal a_1 . On pourra déterminer les relations de phases inter-fréquences par la connexion d'une référence de phase (HPR) sur un port donné. La Figure 2.12 montre la configuration de mesure pour cet étalonage de phase.

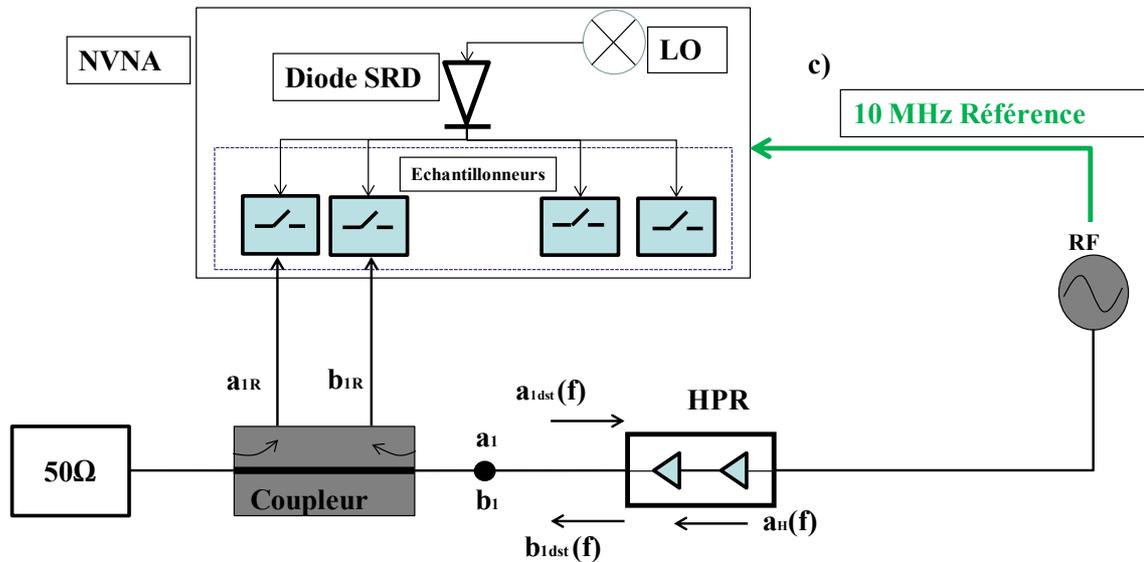


FIGURE 2.12 – Configuration pour la calibration des phases en utilisant le HPR

L'équation 2.25 décrit les ondes de puissance pendant la connexion du HPR sur un port donné, avec $a_H(f)$ correspondant au spectre généré par le HPR et mesuré par le LSNA, et $\Gamma_H(f)$ qui représente le coefficient de réflexion d'entrée du HPR fourni par le fabricant. En combinant l'équation 2.25 et l'équation 2.9, on obtient la phase de $K(f)$ avec l'équation 2.26.

$$b_{1dst}(f) = a_H(f) + a_{1dst}(f) \cdot \Gamma_H(f) \quad (2.25)$$

$$\varphi(K(f)) = \varphi\left(\frac{a_H(f)}{(\gamma_1(f) - \Gamma_H(f)) \cdot a_{1R}(f)_{[H]} + (\delta_1(f) - \Gamma_H(f) \cdot \beta_1(f)) \cdot b_{1R}(f)_{[H]}}\right) \quad (2.26)$$

Il est à noter pour cette mesure que la fréquence appliquée au HPR est un sous-multiple entier de la fréquence RF qu'il nous intéresse de calibrer. La HPR d'origine NMDG dont nous disposons peut être excitée par des fréquences comprises entre 600 MHz et 1200 MHz, il sera donc toujours possible de trouver un multiple (c'est-à-dire un harmonique) de cette fréquence d'excitation correspondant à la fréquence RF qu'il nous intéresse de calibrer.

2.3.4 Calibrage absolu pour la mesure sous pointes

Dans la partie précédente nous avons expliqué la procédure de calibrage pour la mesure de dispositifs en mode connectés. Les étapes de calibrage absolu nécessitent l'utilisation d'un wattmètre et d'une référence de phase harmonique (HPR) sur un port donné. Cependant, pour les mesures sous pointes, les wattmètres ou la référence de phase ne sont pas disponibles sur substrat de calibration, donc une autre approche doit être employée.

Une solution a été développée pour répondre à ce problème, elle est basée sur les travaux d'Andrea Ferrero [45]. Un port auxiliaire (port 3) est utilisé pour accéder au port 1 que l'on considèrera comme étant le plan de référence, comme indiqué sur la Figure 2.13. Nous évaluerons les paramètres $[T]$ (matrice de transmission) du circuit compris entre le plan de référence du port 1 et le port auxiliaire. Ensuite en connectant le wattmètre et le HPR sur ce port auxiliaire nous pourrions calculer les termes absolus en amplitude et phase pour toutes les fréquences. Nous pourrions alors ramener l'étalonnage des amplitudes et des phases dans le plan de référence du DUT.

Comme expliqué précédemment, le calibrage absolu se fait lorsque l'étalonnage relatif des ports 1 et 2 est déjà disponible. Maintenant, il faut disposer de plus de la connaissance du chemin entre le port auxiliaire et le port 1. Nous pourrions alors revenir au plan de référence (port 1 dans notre cas) à condition que la matrice de transmission entre le port 3 (Port auxiliaire) et le port 1 soit entièrement caractérisée. Pour extraire cette matrice de transmission, un étalonnage de type SOL (Short Open Load) est effectué, avec un THRU connecté entre les ports 1 et 2 comme le montre la Figure 2.13.

Sur ce port auxiliaire, nous complétons les mesures avec le wattmètre et le HPR, ce qui fait que ce port peut être totalement calibré de manière absolue, comme cela avait été expliqué auparavant dans le cas du calibrage en mode connectés.

Nous pouvons alors relier les ondes $a_{1R}(f)$ et $b_{1R}(f)$ non calibrées dans le plan 1 et les ondes $a_{3_{AUX}}(f)$ et $b_{3_{AUX}}(f)$ qui sont des ondes calibrées et absolues dans le plan auxiliaire par l'équation 2.27. Comme précédemment (cf 2.8), cette relation contient une partie relative (la matrice avec $\lambda(f)$, $\mu(f)$, $\nu(f)$) qui sera obtenue avec les mesures SOL, et une partie absolue, le coefficient inconnu complexe $L(f)$ sera obtenu en connectant un wattmètre et un HPR dans le plan auxiliaire.

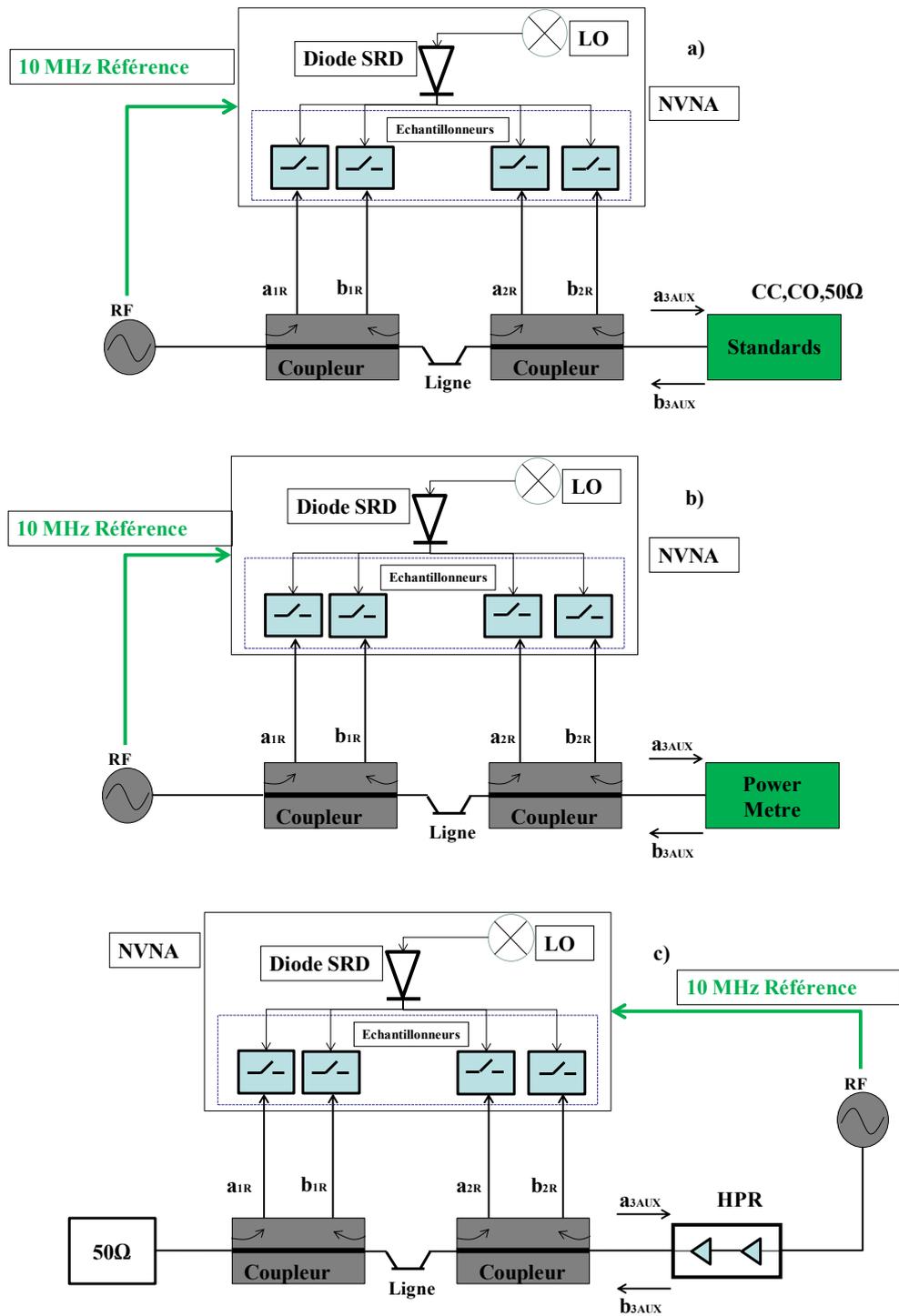


FIGURE 2.13 – Mesures pour l'étalonnage absolu du port auxiliaire

$$\begin{bmatrix} a_{3AUX}(f) \\ b_{3AUX}(f) \end{bmatrix} = L(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \lambda(f) \\ \mu(f) & \nu(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{1R}(f) \\ b_{1R}(f) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

L'objectif reste d'évaluer $K(f)$. En utilisant l'étalonnage relatif entre les ports 1 et 2, nous pouvons écrire l'équation 2.28 déduite de 2.8, où $\beta_1(f), \gamma_1(f), \delta_1(f)$ sont connus.

$$\begin{bmatrix} a_{1_{DST}}(f) \\ b_{1_{DST}}(f) \end{bmatrix} = K(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) & \delta_1(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{1_R}(f) \\ b_{1_R}(f) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Pour exprimer $K(f)$ en fonction de $L(f)$, nous pouvons faire la substitution de $a_{R1}(f), b_{R1}(f)$ de l'équation 2.27 dans 2.28. L'équation 2.29 a pour seule inconnue $K(f)$.

$$\begin{bmatrix} a_{3_{AUX}}(f) \\ b_{3_{AUX}}(f) \end{bmatrix} = L(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \lambda(f) \\ \mu(f) & \nu(f) \end{bmatrix} \cdot \left(K(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) & \delta_1(f) \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a_{1_{DST}}(f) \\ b_{1_{DST}}(f) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Cette équation décrit la relation entre les ondes a et b du port auxiliaire et celles au port 1 du DUT. Les seules inconnues restantes sont le module et la phase de $K(f)$. Étant donné que nous disposons d'un circuit passif à deux ports réciproques (théorème de réciprocité) entre le port 1 et le port auxiliaire, on peut dire que le déterminant de la matrice $[S]$ reliant le port 1 et le port auxiliaire est égal à 1 (propriété des matrices $[S]$ passives réciproques), d'où l'équation 2.30.

$$\det \left(L(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \lambda(f) \\ \mu(f) & \nu(f) \end{bmatrix} \cdot \left(K(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) & \delta_1(f) \end{bmatrix} \right)^{-1} \right) = 1 \quad (2.30)$$

Ce qui nous donne la solution indiquée dans 2.31 pour $K(f)$. Il faut noter que deux solutions existent pour $K(f)$, l'une avec un signe positif et l'autre avec un signe négatif. On peut ainsi déterminer facilement le module de $K(f)$, il nous reste à déterminer la phase de $K(f)$, c'est-à-dire principalement lever l'ambiguïté qui existe à $\pm 180^\circ$ sur cette phase, pour toutes les fréquences RF qui nous intéressent.

$$K(f) = \pm L(f) \sqrt{\frac{\nu(f) - \mu(f) \cdot \lambda(f)}{\delta_1(f) - \beta_1(f) \cdot \gamma_1(f)}} \quad (2.31)$$

Le problème du calibrage en phase lorsque le standard HPR n'a pas pu être connecté dans le bon plan de référence mais sur un port auxiliaire est encore plus grave qu'indiqué précédemment.

L'élément HPR fournit un signal RF avec un peigne très riche de fréquences harmoniques, et ces fréquences sont bien reliées entre elles par des relations relatives de phases. Ce sont ces données de phases inter-fréquences qui sont indiquées dans le fichier associé à un HPR lorsque celle-ci est étalonnée (ceci peut être fait au NIST par mesure électro-optique [46], ou par la technique dite du Nose to Nose, [47]). Ces données reflètent le fait que le quasi signal de Dirac répétitif dans le domaine temporel n'est pas totalement idéal.

Lorsque cet élément HPR est connecté sur le port auxiliaire, l'objectif est de traduire les relations de phase inter-fréquences du port auxiliaire au port 1. Tant que nous restons dans un raisonnement considérant une seule fréquence à la fois, le déphasage entre ces 2 ports est correctement spécifié modulo 360° par les paramètres [S] ou [T] qui ont été calculés entre ces 2 plans.

Mais lorsque nous considérons maintenant l'écart de phase entre 2 fréquences F1 et F2, l'information issue du fichier de la HPR, c'est-à-dire le delta de phase entre F1 et F2, doit être traduite du port auxiliaire vers le port 1. Or on ne sait pas combien de tours de 360° ont fait les fréquences F1 et F2 entre le port auxiliaire et le port 1. On peut imaginer la situation, par exemple, où l'une de ces fréquences a fait un peu plus d'un tour complet et l'autre un peu moins. Alors l'écart de phase connu du HPR ramené dans le port 1 par la connaissance des paramètres [T] du chemin entre le port auxiliaire et le port 1 aux fréquences F1 et F2 serait faux, il vaudrait $360^\circ - x$ au lieu de x .

L'approche rigoureuse pour effectuer ces calculs de phases inter-fréquences traduites d'un port à un autre consiste à disposer de la longueur électrique du chemin entre le port auxiliaire et le port 1. Cette longueur, que nous appellerons τ , sera une constante de ce chemin pour toutes les fréquences RF si ce chemin n'est pas ou peu dispersif, c'est-à-dire si le spectre en peigne de Dirac fourni par le HPR

n'est pas ou peu déformé par ce chemin. Cette longueur électrique nous permettra de lever le doute quant aux problèmes modulo 360° .

Pour procéder à ce calcul nous allons prendre la relation 2.29. Cette relation décrit la relation entre le plan de référence (DUT) et le port auxiliaire. Elle peut être retournée ainsi (équation 2.32) :

$$\begin{bmatrix} a_{1_{DST}}(f) \\ b_{1_{DST}}(f) \end{bmatrix} = L(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \lambda(f) \\ \mu(f) & \nu(f)^{-1} \end{bmatrix} \cdot \left(K(f) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \beta_1(f) \\ \gamma_1(f) & \delta_1(f) \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} a_{3_{AUX}}(f) \\ b_{3_{AUX}}(f) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Nous notons que tous les termes reliant le port auxiliaire et le port DUT sont connus (calibrage absolu du port auxiliaire et calibrage relatif) sauf le terme $K(f)$. Nous proposons d'exprimer tous les termes connus sous l'appellation de matrice de transmission T_{Aux} (cf équation 2.33).

$$\begin{bmatrix} a_{3_{AUX}}(f) \\ b_{3_{AUX}}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \times T_{11}^{Aux} & K \times T_{12}^{Aux} \\ K \times T_{21}^{Aux} & K \times T_{22}^{Aux} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{1_{DST}}(f) \\ b_{1_{DST}}(f) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

La théorème de réciprocité entre le port 1 et le port auxiliaire nous permet de définir les relations suivantes :

$$K^2 \left(T_{11}^{Aux} \cdot T_{22}^{Aux} - T_{12}^{Aux} \cdot T_{21}^{Aux} \right) = 1 \quad (2.34)$$

$$K^2 \cdot T_{11}^{Aux^2} = \frac{T_{11}^{Aux^2}}{T_{11}^{Aux} \cdot T_{22}^{Aux} - T_{12}^{Aux} \cdot T_{21}^{Aux}} \quad (2.35)$$

La phase du terme de transmission $K \cdot T_{11}^{Aux}$ correspond au délai que nous souhaitons obtenir. Ce délai reste mal défini car nous ne savons pas combien de tours de phase ont été effectués. Mais comme nous disposons de cette phase pour plusieurs fréquences, il devient possible d'estimer τ en combinant toutes les données aux différentes fréquences. Ceci est réalisé de manière robuste par une transformée de Fourier inverse qui va donner la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel, cette réponse est décalée de τ .

De cette manière nous avons une idée précise sur la valeur de τ , à partir de cette valeur τ nous remontons au calcul du décalage de phase de chaque fréquence

représenté par $e^{-j \cdot \pi \cdot f \cdot \tau}$.

L'intégration de ce terme dans l'équation finale 2.36 va permettre une compensation du déphasage entre le port 1 et le port auxiliaire sous le terme en racine carrée, ce terme ne fera alors plus aucun tour de phase et il n'y aura alors plus qu'une solution réelle pour le terme en racine carrée. Ainsi la bonne phase de $K(f)$ est obtenue.

$$K(f) = \sqrt{\frac{T_{11}^{Aux^2}}{T_{11}^{Aux} \cdot T_{22}^{Aux} - T_{12}^{Aux} \cdot T_{21}^{Aux}} \cdot e^{(-j \cdot \pi \cdot f \cdot \tau)^2}} \cdot \frac{1}{T_{11}^{Aux} \cdot e^{(-j \cdot \pi \cdot f \cdot \tau)}} \quad (2.36)$$

2.3.5 Méthode d'étalonage absolu sans HPR

La publication [48] a montré que l'on peut effectuer le même type de calibrage de phase que détaillé auparavant mais sans utiliser un étalon de phase pré-caractérisé (HPR). Son principe est l'utilisation d'une tête d'échantillonnage comme référence de phase. Ce principe n'est applicable que pour les NVNA basés sur des échantillonneurs RF (samplers); pour les systèmes basés sur des mélangeurs il faut actuellement toujours utiliser un HPR. L'idée est qu'il faut, pour faire un étalon de phase, disposer d'un dispositif capable de fournir un Dirac temporel de bonne qualité. C'est chose faite avec la diode SRD du HPR, mais on note que la fonction échantillonneur RF propose elle aussi un comportement de Dirac temporel.

La procédure de ce calibrage est très similaire à celle décrite dans les parties précédentes, nous utilisons la même matrice de correction ainsi que la même démarche pour calculer les termes d'erreurs relatifs et d'amplitude absolue. Seule la procédure d'étalonage de phase est légèrement différente de celle utilisant le HPR et le transfert de plan de référence. En effet, le HPR est un générateur qui fournit un Dirac, tandis que l'échantillonneur RF est un récepteur dont la réponse est de type Dirac. Le synthétiseur RF sera donc connecté différemment.

Pour le calibrage en phase nous allons utiliser la tête d'échantillonnage comme référence de phase en partant du principe que l'échantillonneur RF (le sampler) du NVNA est rapide. Cela signifie que la réponse impulsionnelle de la fonction interrupteur du sampler est un Dirac (cf Figure 2.16), et que la dispersion de phase qui lui est associée est faible et stable dans le temps dans notre bande de travail [1 GHz - 20 GHz].

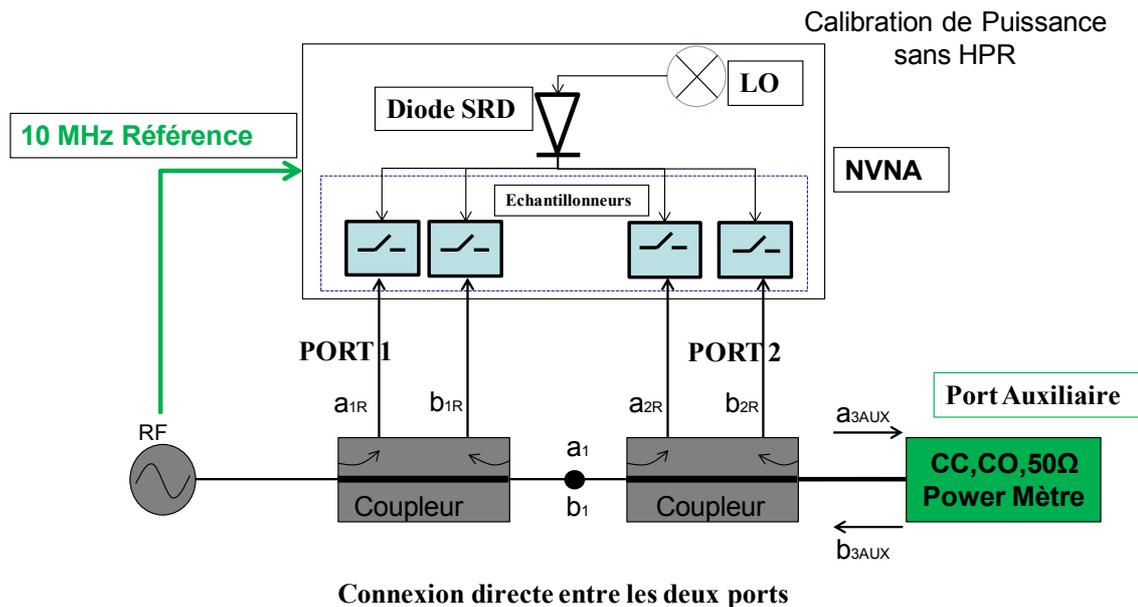


FIGURE 2.14 – Calibration sur le port auxiliaire

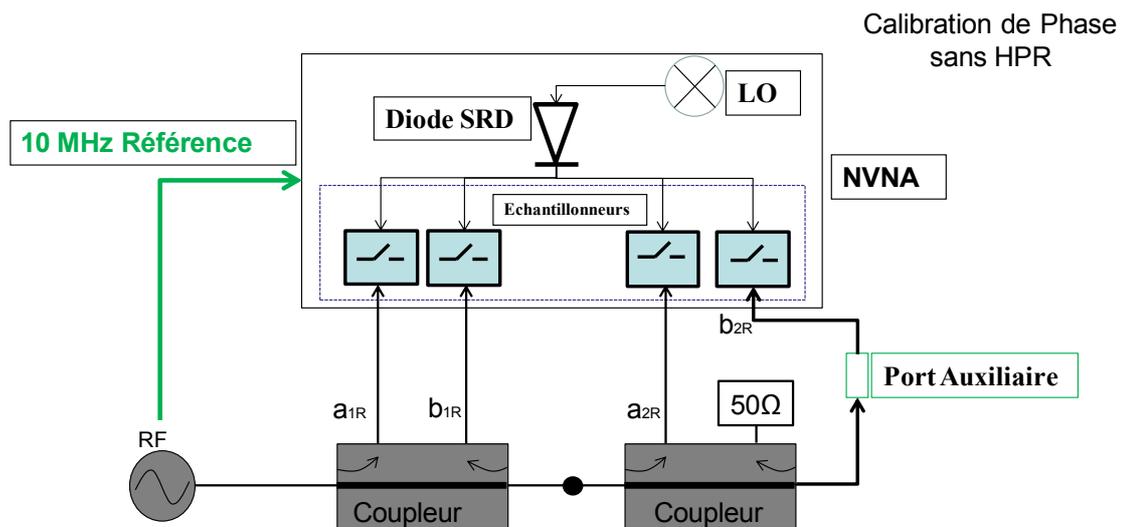


FIGURE 2.15 – Calibration de phase en utilisant la tête d'échantillonnage comme référence de phase

Il faut donc effectuer une mesure particulière avec cette tête d'échantillonnage qui sert de référence de phase. Pour effectuer ce calibrage nous allons connecter le port 1 et le port 2 en direct grâce à un THRU, ensuite nous connectons le port auxiliaire, après le coupleur de sortie, à un de nos canaux de récepteurs qui sera utilisé comme référence de phase; ici nous utilisons le canal CH3 de l'instrument comme référence de phase.

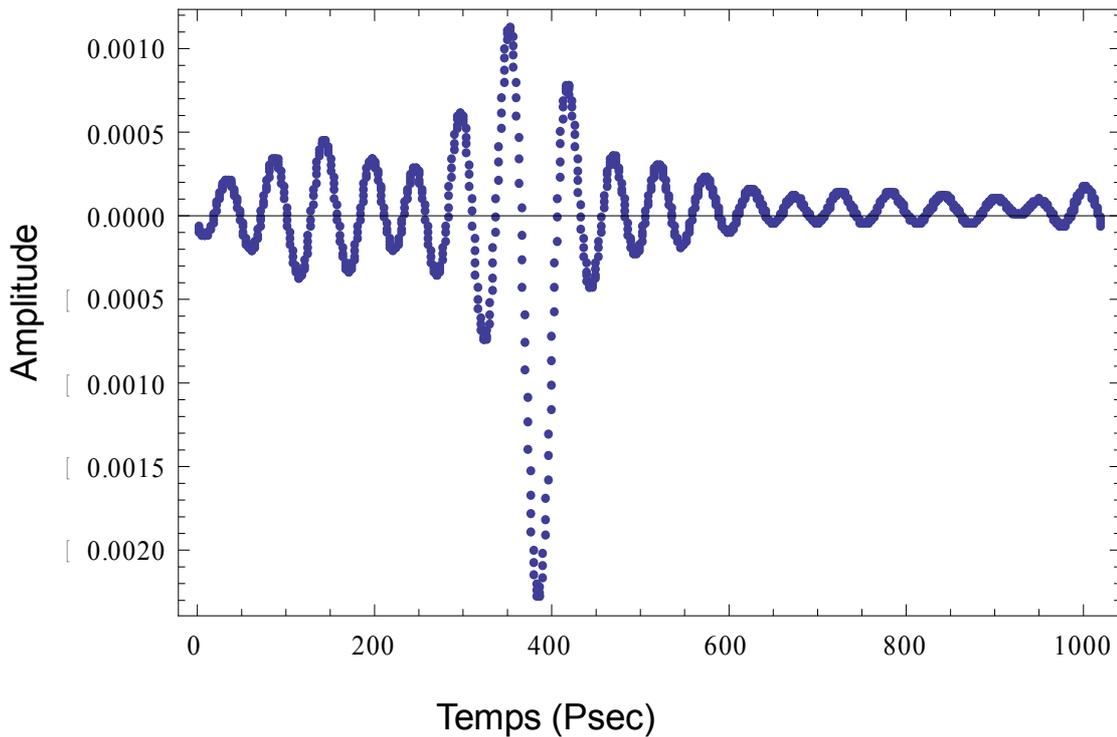


FIGURE 2.16 – Réponse impulsionnelle de la tête d'échantillonnage du LSNA

Nous notons que les paramètres $[S]$ du chemin entre le port auxiliaire et l'échantillonneur RF de CH3 ne sont pas facilement connus. Ce chemin restera le plus court possible, et dans le SWAP-X402 il est câblé à l'intérieur de l'instrument, ce qui fait qu'il reste inchangé. Ainsi, il est possible de le caractériser avant de fermer l'instrument, et de conserver ces données pour la suite. Cependant, l'approche vue précédemment d'évaluation de τ reste applicable et considère donc ce chemin entre le port auxiliaire et l'échantillonneur RF. Donc il est possible d'évaluer ainsi les relations de phases inter-fréquences de manière satisfaisante et sans avoir à utiliser de HPR.

Cette approche requiert une pré-caractérisation de la tête d'échantillonnage qui est prise comme référence de phase à l'aide d'un HPR calibré. Les données obtenues suite à cette pré-caractérisation sont en fait les caractéristiques de phase du peigne de Dirac de la réponse de l'échantillonneur RF. Cette caractéristique est stable dans le temps, et donc cette pré-caractérisation ne doit être effectuée que lors d'opération d'entretien ou de vérification du NVNA. Il s'agit en fait d'un transfert de données de référence de phase. Si le HPR utilisé est traçable depuis un étalon ou un laboratoire bien connu, cette pré-caractérisation revient à rendre traçable les mesures de phase effectuées par le NVNA.

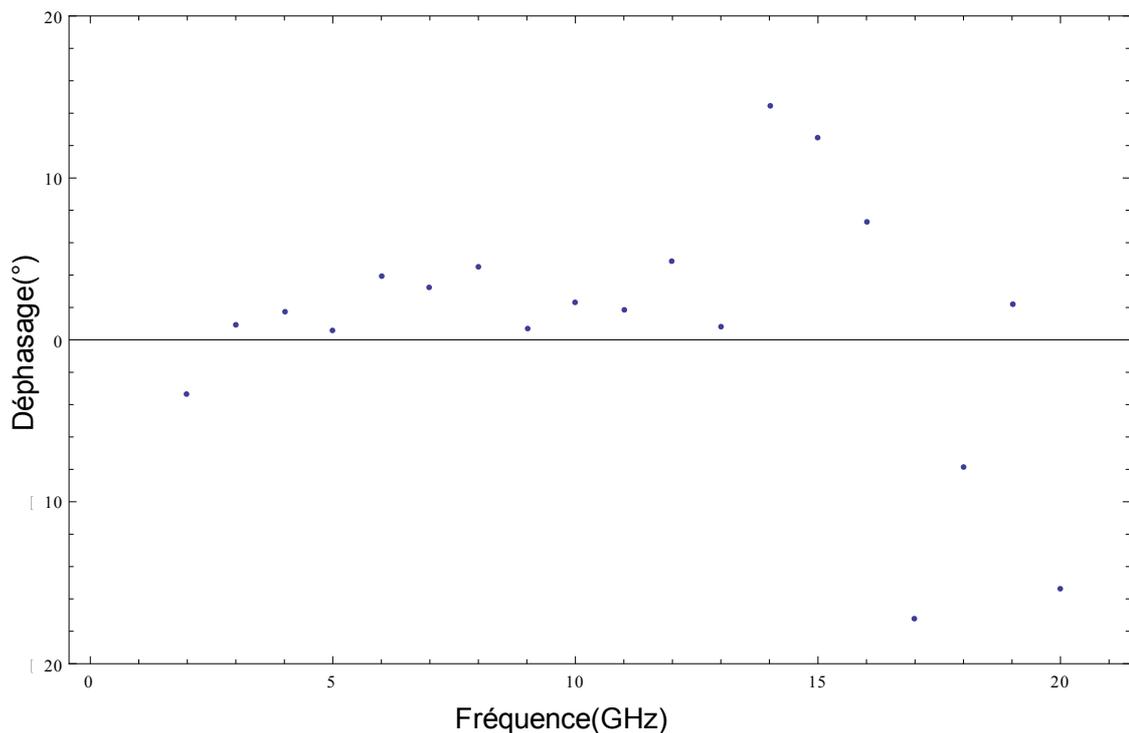


FIGURE 2.17 – La différence entre la phase du HPR et la phase mesurée par la tête d'échantillonnage

La Figure 2.17 montre la différence entre les phases du HPR qui sont données dans ses fichiers et les phases mesurées par un NVNA dont l'échantillonneur RF n'a pas été pré-caractérisé mais a servi pour faire l'étalonnage de phase. Comme on peut le constater nous avons une erreur de phase absolue en fonction de la fréquence qui est à peu près acceptable jusqu'à 13 GHz, et une variation qui n'est pas acceptable de 14 GHz jusqu'à 20 GHz. Ceci justifie l'utilité d'une pré-caractérisation de l'échantillonneur CH3 utilisé pour le calibrage absolu de phase. Avec cette pré-caractérisation effectuée et utilisée, l'erreur maximale de phase absolue est normalement inférieure à 2 degrés.

- Vérification de l'étalonnage du NVNA : cette vérification doit contrôler la partie relative de l'étalonnage, la partie absolue en puissance, et les relations de phases entre les fréquences.

Une mesure classique de vérification de l'étalonnage relatif consiste à connecter un THRU entre les ports 1 et 2. Ainsi nous pourrions analyser la variation d'amplitude et de phase entre le port 1 et le port 2. Cette variation dans ces conditions doit tendre vers zéro. La Figure 2.18 montre les formes d'ondes temporelles respectivement à l'entrée et à la sortie d'une connexion directe THRU

entre le *PORT1* et le *PORT2*.

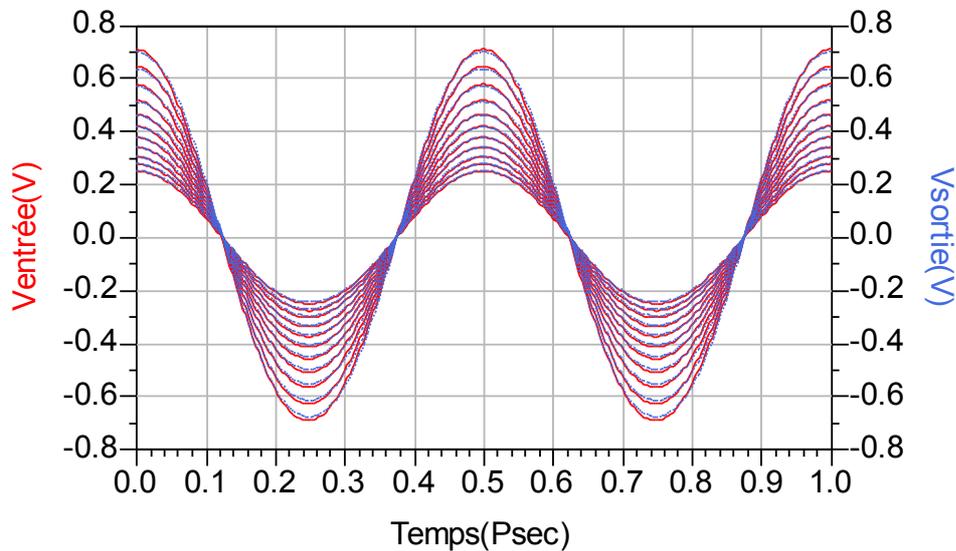


FIGURE 2.18 – Les formes d'ondes temporelles (FOT) d'entrées et sorties d'un THRU après correction de phase.

Comme nous pouvons le constater sur les courbes 2.18 nous n'avons pas de différences de phase ou d'amplitude entre l'entrée et la sortie de notre THRU. Il faut bien noter que cette vérification de l'étalonnage relatif est nécessaire mais non suffisante, il est par exemple intéressant d'effectuer la même vérification sur un THRU en changeant le coefficient de réflexion de la charge (voir dans la suite). De nombreuses autres méthodes de vérification de l'étalonnage relatif existent dans la littérature associée aux ARV et peuvent être employées sur le NVNA.

L'étalonnage en puissance absolue ne peut être vérifié que si l'on reconnecte un étalon de puissance sur l'un des ports du DUT. Cet étalon peut être une source parfaitement connue ou un wattmètre. Un transistor bien connu mesuré sur un autre banc peut aussi être re-mesuré sur notre banc, la courbe 2.19 Puissance de sortie par rapport à Puissance d'entrée aux bornes du DUT (P_{out}/P_{in}) comparée est alors intéressante. Cependant, cette comparaison reste très dépendante de l'environnement du DUT (sa polarisation, les impédances présentées, le vieillissement du DUT...), et le résultat présenté ici est déjà considéré comme satisfaisant bien que non parfait.

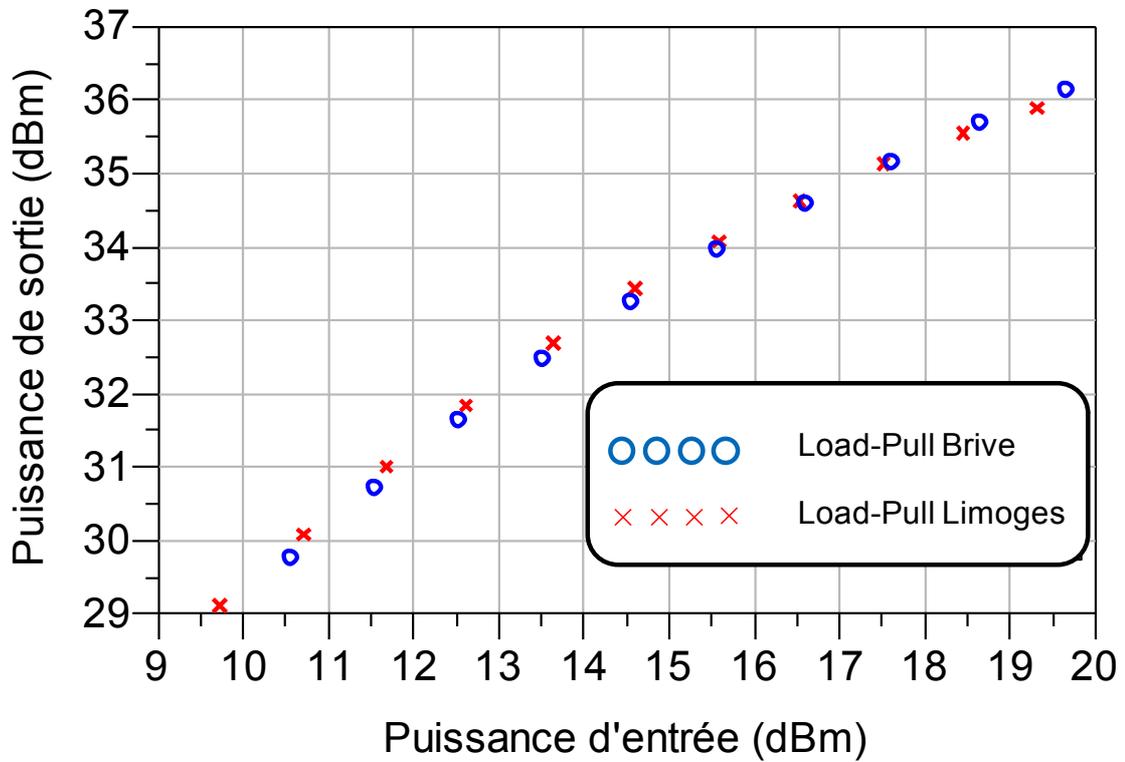


FIGURE 2.19 – Puissance de sortie en fonction puissance d'entrée d'un transistor mesuré sur deux bancs Load-Pull différents.

La vérification des phases absolues inter-fréquences ne peut être effectuée que si l'on peut reconnecter sur les ports de mesure du banc calibré un élément non-linéaire dont nous connaissons le comportement aux fréquences harmoniques. Ce peut être un HPR, qu'il ait ou non été utilisé durant l'étalonnage. Si le HPR a été utilisé durant l'étalonnage, nous vérifions le plancher de bruit en phase du système ainsi que la stabilité du HPR. Si le HPR n'a pas été utilisé durant l'étalonnage, alors sa mesure permet de vérifier que les caractéristiques de l'échantillonneur utilisé en référence de phase sont toujours bonnes. Enfin, de même que pour la vérification en puissance absolue, un transistor connu par ailleurs peut servir à comparer deux bancs différents.

2.3.6 Test-set de notre banc NVNA

Nous avons vu dans la partie précédente comment procéder pour les calculs des coefficients d'erreurs (voir équation 2.8) afin de réaliser des mesures corrigées. Toutes les mesures nécessaires ont été rendues possibles en raison de la flexibilité du test-set.

Le test-set de notre NVNA est en quelque sorte le câblage RF de notre banc, c'est-à-dire essentiellement les commutateurs RF et les coupleurs qui permettent au récepteur de prélever l'information utile à proximité du DUT et d'orienter les signaux RF de différentes manières pour pouvoir effectuer le calibrage. De la même manière, le test-set peut activer et désactiver un amplificateur de puissance en l'insérant ou en l'évitant dans le chemin entre le synthétiseur RF et le DUT. Enfin, sont inclus dans le test-set d'autres éléments tels que des tés de polarisation, des circulateurs, des atténuateurs ou charges de puissance...

Un certain nombre de modes sont définis pour notre test-set, définis par les acronymes STP1 (Source to Port 1, Figure 2.20), STP2 (Source to Port 2, Figure 2.21), XCAL (Auxiliary Cal, Figure 2.22), PCAL (Phase Cal, Figure 2.23), PAP1HPL (Power Amplifier Port 1, High Power Load, Figure 2.24).

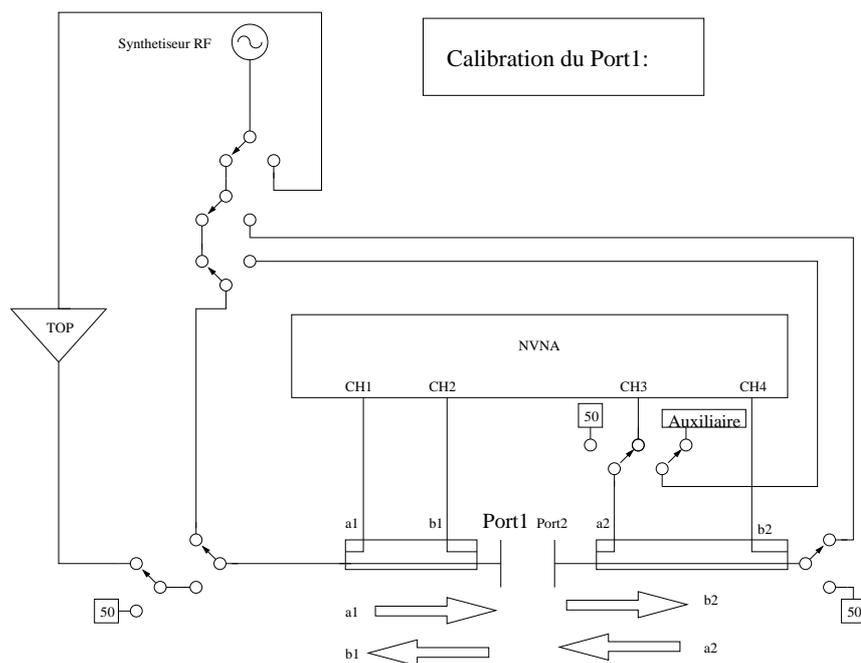


FIGURE 2.20 – Configuration STP1 du test-set

Les commutateurs RF ont un rôle important. Grâce à eux nous choisissons, de manière programmable et sans intervention sur le câblage, le chemin que parcourt le signal RF. La sélection des modes du test-set se fait en activant les commutateurs RF. Le commutateur K7 est pris dans le chemin critique du calibrage, et sa répétabilité doit être la meilleure possible. Les commutateurs K5 et K6 peuvent être soumis à d'importantes puissances RF, et donc leur tenue en puissance est

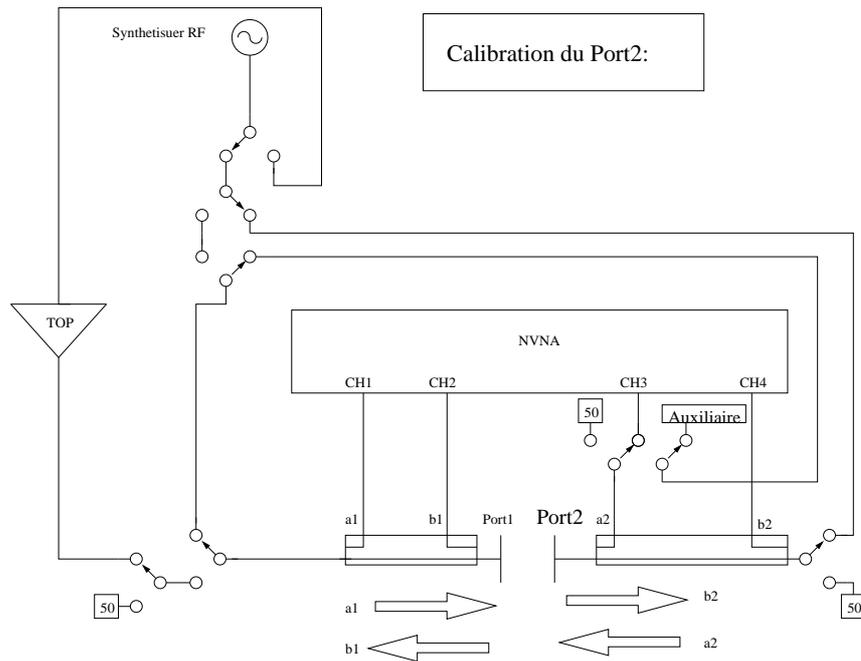


FIGURE 2.21 – Configuration STP2 du test-set

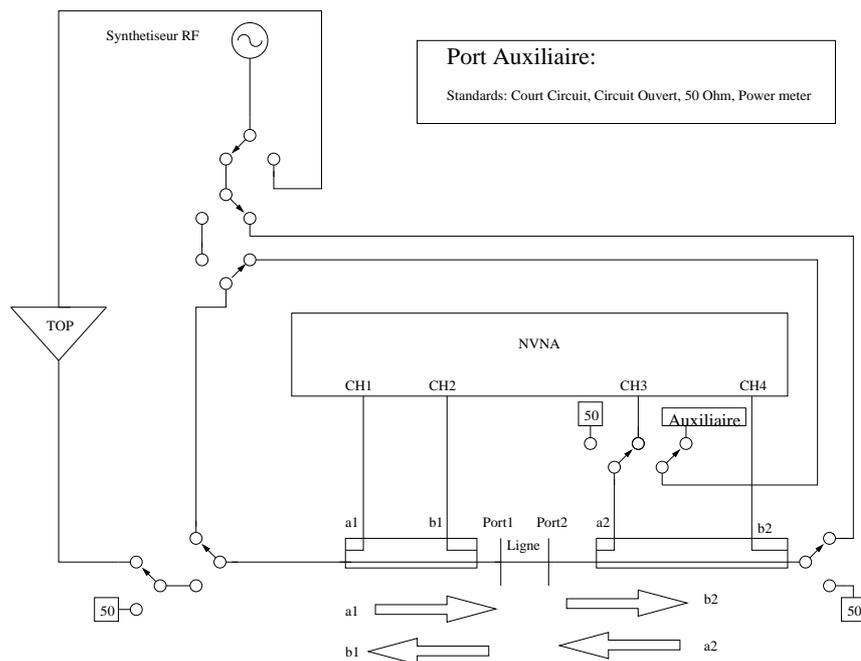


FIGURE 2.22 – Configuration AUXCAL du test-set

critique, la Figure 2.25 montre un commutateur de forte puissance. La Figure 2.26 montre un commutateur de précision avec charges RF de faible puissance incluses.

Notre système NVNA contient 7 commutateurs RF, ce qui offre une grande souplesse de configurations :

- K1 reçoit le signal de la source RF et le renvoi vers le K2 ou vers le TOP avec le

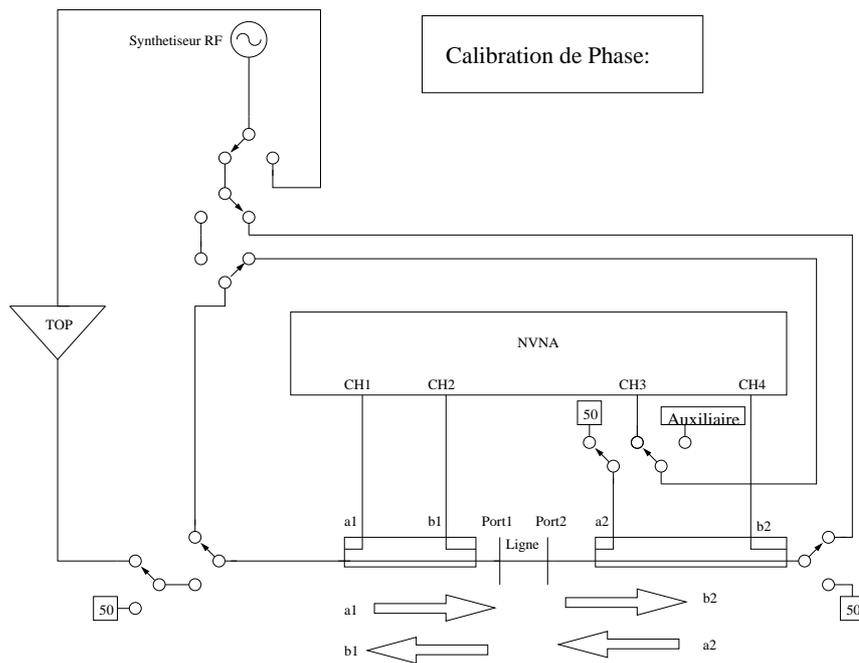


FIGURE 2.23 – Configuration PHASECAL du test-set

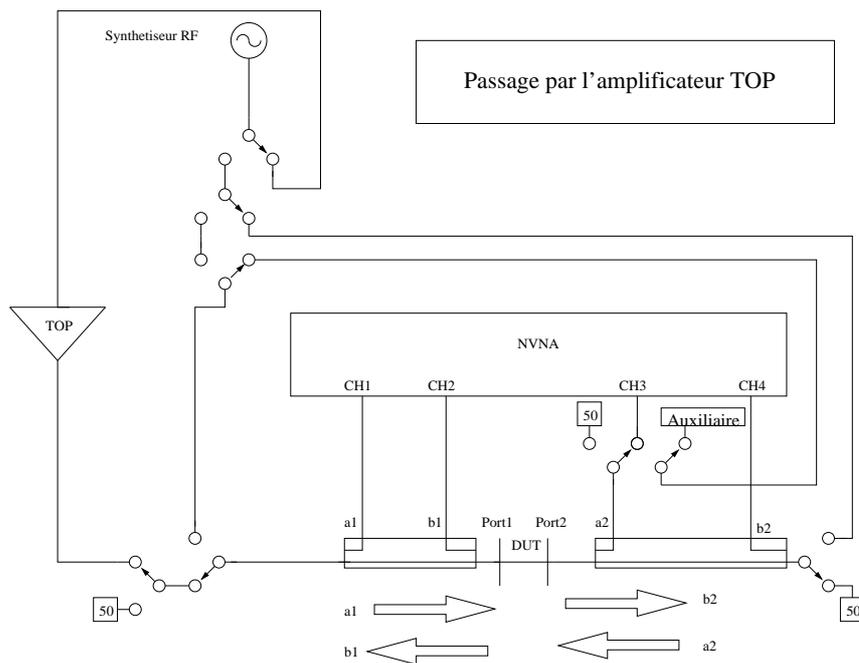


FIGURE 2.24 – Configuration PAP1HLP du test-set

concours de K5.

- K2 renvoie le signal vers le port 2 du NVNA.
- K6 redirige le signal vers le port 1 via une connexion directe entre le port 1 et port 2.
- K4 reçoit le signal RF et il renvoie le signal vers k3.
- K3 renvoie le signal vers K7 qui est un commutateur 5 ports.



FIGURE 2.25 – Switch de Puissance (100 Watts en moyenne sur la bande DC - 18 GHz)

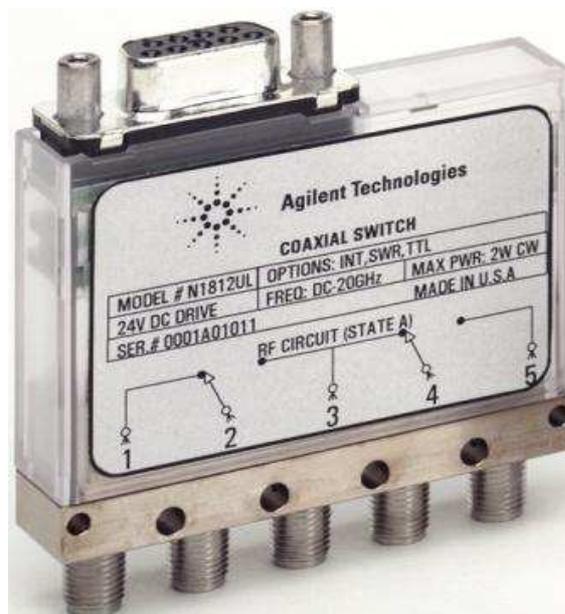


FIGURE 2.26 – Switch de Précision avec charges 2 Watts, bande DC - 26.5 GHz

- K7 nous permet d'effectuer les mesures des tous les standards (SOL, puissance, phase) sur le port auxiliaire.

Les commutateurs RF sont pilotables par une tension continue sous 15 ou 24 Volts qui permet de diriger le signal d'une voie à une autre. Ces commutateurs sont reliés à une carte de commande électrique (avec des circuits identiques à ceux

utilisés pour commander des moteurs pas à pas) qui est elle-même pilotée par le système embarqué du NVNA.

Contrairement à d'autres instruments de mesure comme les ARV ou les NVNA à base de mélangeurs qui ont généralement des test-set inclus dans leur boîtier, notre NVNA du laboratoire possède un test-set ouvert avec des éléments câblés de manière externe, qu'il s'agisse des coupleurs ou des commutateurs. Du point de vue des principes, cette configuration interne ou externe est transparente.

Les avantages de notre test-set ouvert sont une meilleure maîtrise de l'acheminement du signal RF et une optimisation des pertes qui pourraient être générées par les câbles RF par l'optimisation des longueurs de câbles. Nous évitons beaucoup de connecteurs RF tels que ceux de traversée de façade d'un VNA. Ce test-set a été très économique à réaliser et il offre une interchangeabilité des équipements très facile, et surtout une grande liberté pour le montage du banc dans une configuration donnée (Té de polarisation, tuner, coupleur,...). Les test-set internes posent souvent un problème de puissance RF maximale acceptable.

A noter aussi, bien que nous n'ayons pas eu l'occasion de tester cela durant ce travail de thèse, qu'un chemin RF optimisé très court entre le DUT et les échantillonneurs RF est favorable à une diminution des temps de groupe, ce qui rend la mesure NVNA de signaux modulés plus facile.

2.4 Le NVNA dans l'environnement Load-Pull forte puissance

2.4.1 Introduction

La caractérisation des transistors micro-ondes de forte puissance est particulière et sans rapport avec les mesures en petit signaux. Elle exige souvent de mesurer des puissances pouvant aller d'une dizaine de Watts jusqu'à 100 Watts, voire plus. Mesurer de telles puissances fait prendre des risques importants aux coûteux équipements du banc et demande donc une bonne maîtrise de nombreux paramètres.

Le point essentiel concerne la capacité propre de chaque instrument à supporter des puissances élevées (qui peuvent parfois être supérieures aux spécifications

souvent prudentes des équipements). Il faut donc effectuer préalablement quelques calculs de puissance et de tension/courant maximums, ceci afin de pré-régler correctement certains paramètres comme des atténuateurs fixes ou des coefficients de couplage. A noter que les modes en impulsions (cf chapitre 3) permettent sous certaines conditions d'avoir des puissances crêtes très importantes alors que la puissance moyenne reste limitée.

Le facteur humain est important, car il n'y a quasiment pas le droit à l'erreur lors des manipulations à forte puissance, pour la préservation des composants mais également du matériel (pointes, appareils de mesure ...). Un opérateur très averti est indispensable. Il n'est pas possible aujourd'hui d'envisager des mesure de fortes puissance RF comme un travail « Presse-Button », quelle que soit la qualité des logiciels de mesure utilisés. En effet, les logiciels peuvent être bien conçus et faire un certain nombre de vérifications, mais les mesures non-linéaires restent par définition non-linéaires...

Pour mesurer des caractéristiques de puissance sur des transistors micro-ondes, le banc Load-Pull s'est imposé par son efficacité comme étant un système incontournable. Cependant, il faut savoir estimer les limites de nos instruments avant d'effectuer n'importe quelle mesure, et porter une attention particulière à la non-linéarité parasite des instruments. Par exemple, un TOP ou un synthétiseur utilisé près de sa puissance maximum va générer des raies aux fréquences harmoniques, qui vont se mélanger à celles produites par le DUT, et il sera quasiment impossible de les différencier. Alors il pourra être judicieux d'utiliser des filtres et des circulateurs pour éviter certains effets parasites des bancs. De la même manière, les échantillonneurs RF peuvent générer des composantes non-linéaires.

2.4.2 Linéarité des échantillonneurs RF

Un test important consiste à s'assurer de la linéarité de la tête d'échantillonnage et des niveaux de puissances mesurables par le NVNA. Pour réaliser cette expérience nous allons injecter directement (mais prudemment) de la puissance RF dans les têtes d'échantillonnage de notre LSNA et nous récupérerons les signaux échantillonnés dans la bande IF par les ADC. Les données récupérées sont des données non calibrées (données brutes, unité arbitraire UA), nous leur appliquons une FFT pour les convertir en données non calibrées dans le domaine fréquentiel, cf Figure 2.27.

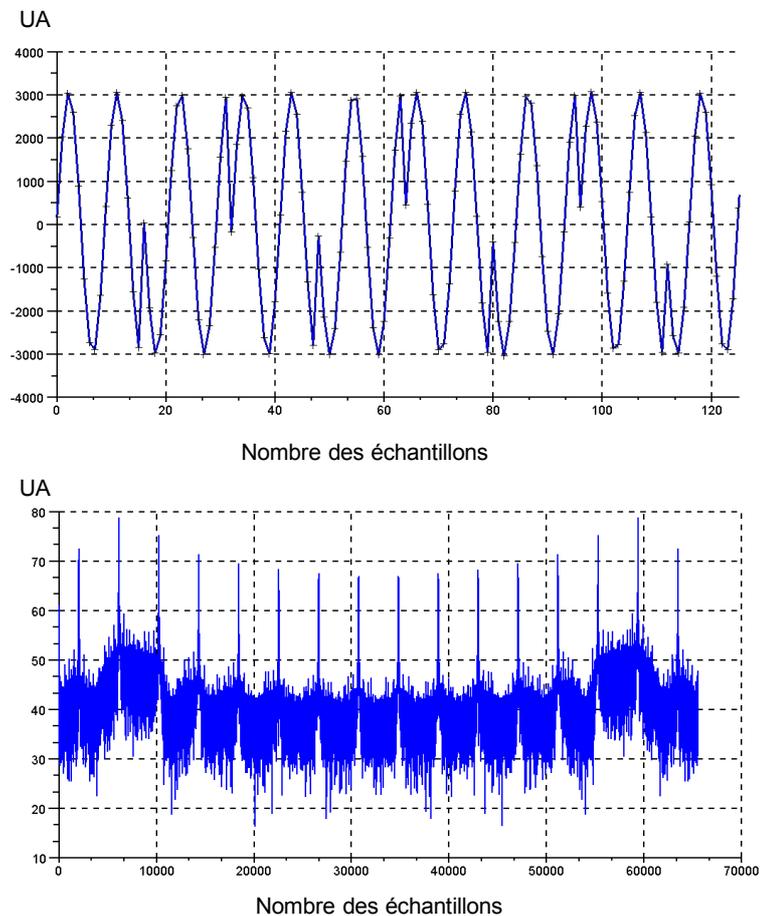


FIGURE 2.27 – Réponse IF des échantillonneurs RF du LSNA, en fonctionnement non-linéaire.

Ces acquisitions sont effectuées à plusieurs niveaux des puissances RF et à 2 GHz, afin d’avoir une idée sur les niveaux de puissances d’entrée que l’on peut injecter dans le plan des échantillonneurs.

La Figure 2.28 montre que pour un niveau de puissance d’entrée de -7 dBm les échantillonneurs commencent à saturer, il faut donc surveiller les niveaux de puissances d’entrée dans le plan des échantillonneurs pendant la mesure. A noter que les échantillonneurs du LSNA sont détruits par une puissance de l’ordre de 10 dBm. Pour être sûr de ne pas prendre de risque avec les échantillonneurs RF du LSNA, cette mesure a été effectuée en impulsions RF. Ceci explique que dès -55 dBm la mesure est au plancher de bruit, car le »downconverter« du LSNA contient un chemin IF trop complexe peu adaptée au mode en impulsions.

Pour atteindre en mesure un niveau de puissance de sortie minimum d’une

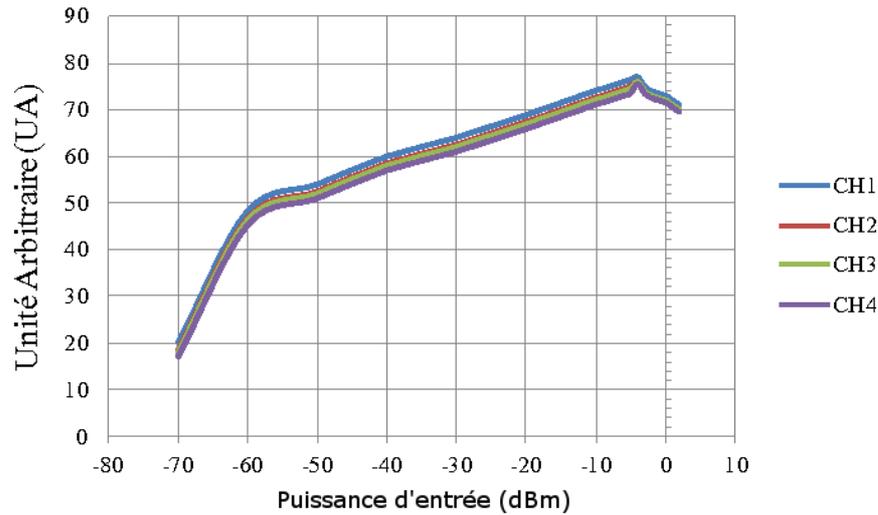


FIGURE 2.28 – Linéarité des échantillonneurs RF du LSNA

dizaine de watts, notre NVNA est équipé d'atténuateurs à étages d'atténuation programmables (jusqu'à -60 dB d'atténuation). Ils sont pilotés par le système de commande embarqué. Cependant afin de protéger les échantillonneurs, les étages d'atténuation se déclenchent automatiquement dès que la mesure des ADC dépasse un certain seuil, ce qui va induire la nécessité de corriger les données en fonction de l'atténuation. Ces modifications ont des répercussions sur l'amplitude et la phase du signal mesuré, mais permettent d'augmenter la dynamique apparente du système. L'erreur d'amplitude provient de l'écart du niveau d'atténuation, alors que l'erreur de phase résulte de la modification de longueur du chemin parcouru par le signal RF.

Donc une étape préalable consiste en l'étalonnage de ces atténuateurs pour chaque étage d'atténuation. Par conséquent chaque étage d'atténuation a son propre fichier de calibration (paramètres [S]), les matrices de correction associées sont composées de 2 lignes et 2 colonnes et contiennent la correction en amplitude et en phase, à chaque fréquence (une interpolation par fonction Spline entre fréquences sera réalisée si les fréquences de mesure des étages d'atténuations ne correspondent pas aux fréquences d'utilisation du banc).

$$[Matrice_{Atténuation}] = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$\alpha, \beta, \gamma, \delta$ sont les coefficients d'erreurs des différents étages d'atténuation en

module et en phase. Grâce à notre test-set ouvert, nous pouvons procéder au calcul *in-situ* de ces 4 termes d'erreurs pour chaque étage d'atténuation de chaque atténuateur.

En pratique les 4 canaux du NVNA sont indépendants, donc théoriquement les termes β, γ devraient être nuls comme le sont les termes qui nous donnent des informations sur l'isolation. Malheureusement et aussi bien avec des coupleurs classiques qu'avec des coupleurs à boucle localisée (Wave Probes, voir dans la suite) nous avons des influences de l'atténuation d'un canal sur un autre pour le même accès au DUT. Par conséquent, il faut calculer les 4 termes d'erreurs. Pour procéder à leur calculs nous choisissons un port (par exemple le port 2) et nous effectuons une connexion directe entre le port 1 et le port 2.

On commence par fixer une atténuation nulle sur le port voulu (ici le port 2 contenant CH3 et CH4). Puis on injecte sur ce port un signal RF en réalisant un balayage en fréquence, les données sont récupérées et stockées. Nous déclenchons l'atténuateur (-10dB) du CH4 avant de relancer un nouveau balayage de fréquence.

Nous utilisons les données stockées au cours des balayages précédent pour procéder au calcul de α_f, β_f . R_{xy} correspond aux données brutes non calibrées d'un canal pour un niveau d'atténuation donné. $x = \text{Ch1, Ch2, Ch3, Ch4}$ et $y = 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60$.

$$|\alpha_{(f)}| = 20 \cdot \log \left(\frac{|R_{CH4_0}(f)|}{|R_{CH4_{10}}(f)|} \right) \quad (2.38)$$

$$\phi(\alpha_{(f)}) = \phi(|R_{CH4_{10}}(f)| - |R_{CH4_0}(f)|) \quad (2.39)$$

$$|\beta_{(f)}| = 20 \cdot \log \left(\frac{|R_{CH3_0}(f)|}{|R_{CH3_{quand\ CH4\ est\ -10dB}}(f)|} \right) \quad (2.40)$$

$$\phi(\beta_{(f)}) = \phi(|R_{CH3_{quand\ CH4\ est\ -10dB}}(f)| - |R_{CH3_0}(f)|) \quad (2.41)$$

De même, pour procéder au calcul de γ_f, δ_f sur CH3, on réalise l'opération inverse en injectant le signal RF du port 1 vers le port 2 et on calcule les termes γ_f, δ_f de la même manière.

$$|\delta_{(f)}| = 20 \cdot \log \left(\frac{|R_{CH3_0}(f)|}{|R_{CH3_{10}}(f)|} \right) \quad (2.42)$$

$$\phi(\delta_{(f)}) = \phi((R_{CH3_{10}}(f) - R_{CH3_0}(f))) \quad (2.43)$$

$$|\gamma_{(f)}| = 20 \cdot \log \left(\frac{|R_{CH4_0}(f)|}{|R_{CH4_{quand\ CH3\ est\ -10dB}}(f)|} \right) \quad (2.44)$$

$$\phi(\gamma_{(f)}) = \phi((R_{CH4_{quand\ CH3\ est\ -10dB}}(f) - R_{CH4_0}(f))) \quad (2.45)$$

Le déclenchement d'un atténuateur entraîne automatiquement l'application des corrections à partir de la connaissance des paramètres [S] de l'atténuation. Les nombres complexes provenant de la FFT de chaque récepteur sont alors corrigés avant l'application de l'étalonage RF absolu (défini précédemment). Ainsi le calibrage général du NVNA ne doit pas être refait lors du changement d'atténuation d'un canal.

2.4.3 Le Té de polarisation hybride forte puissance

Les tés de polarisation sont indispensables pour la mesure des transistors RF de puissance car il faut injecter dans le DUT de l'énergie DC sous la forme d'une polarisation, et le DUT transformera une partie de cette énergie en signaux RF et le reste en chaleur. Lors de la mesure grands signaux de circuit amplificateurs, il n'est généralement pas nécessaire d'utiliser des tés de polarisation car l'amplificateur a ses propres circuits de polarisation qu'il faut alimenter directement.

Nous notons que pour la montée en puissance RF, le té de polarisation est un élément critique qui doit supporter la puissance RF et les fortes tensions et les forts courants. Ils sont classiquement réalisés à partir d'une inductance et d'un

condensateur, mais cette approche est souvent un facteur limitatif sur un banc de Load-Pull de puissance.

La Figure 2.29 montre le té de polarisation, breveté par l'Université de Cardiff, pour les fortes puissances. Il est construit à partir d'hybrides 90° montés en opposition et intégrés sur le même substrat RF. Les caractéristiques de ces tés de polarisation sont optimisées pour des applications très forte puissance (7 A, 200 V), leur bande passante de polarisation va du continu à 400 MHz, ainsi ils sont utilisables pour des mesures en impulsions. La bande RF d'utilisation du té présenté va de 1 à 13 GHz.

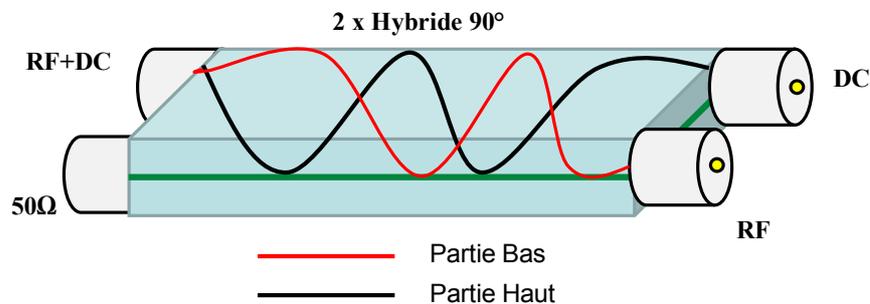


FIGURE 2.29 – Té de polarisation Hybride 200 V, 7 A

2.4.4 Le coupleur Wave Probe

Comme nous l'avons vu dans la partie 2.3.6, les coupleurs ou réflectomètres jouent un rôle très important pour séparer les ondes incidentes des ondes réfléchi aux accès du DUT. Pour notre application et pour les mesures fortes puissances nous utilisons pratiquement toujours maintenant à la place des coupleurs classiques une méthode de couplage à boucle localisée que nous avons appelée *Wave Probes* (WP). C'est une ancienne technique de couplage par boucle localisée [49] [50] [51] [52] [53] qui a trouvé un nouveau domaine d'application pour les mesures de Load-Pull.

La Figure 2.30 montre la réalisation de ce coupleur qui est obtenu à partir d'un câble semi-rigide, localement dénudé, recourbé et couplé par proximité dans les champs de la ligne de transmission. L'explication électromagnétique est détaillée dans la thèse de Fabien De Groote [54] [55]. Pour résumer, cette boucle est à la fois une sonde électrique et une sonde magnétique. La sonde de champ électrique réagit de la même manière aux champs électriques transversaux des ondes incidentes et réfléchies, mais la sonde de champ magnétique génère un courant dans la boucle

qui change de signe lorsque le sens des ondes change, ceci génère une directivité de couplage.

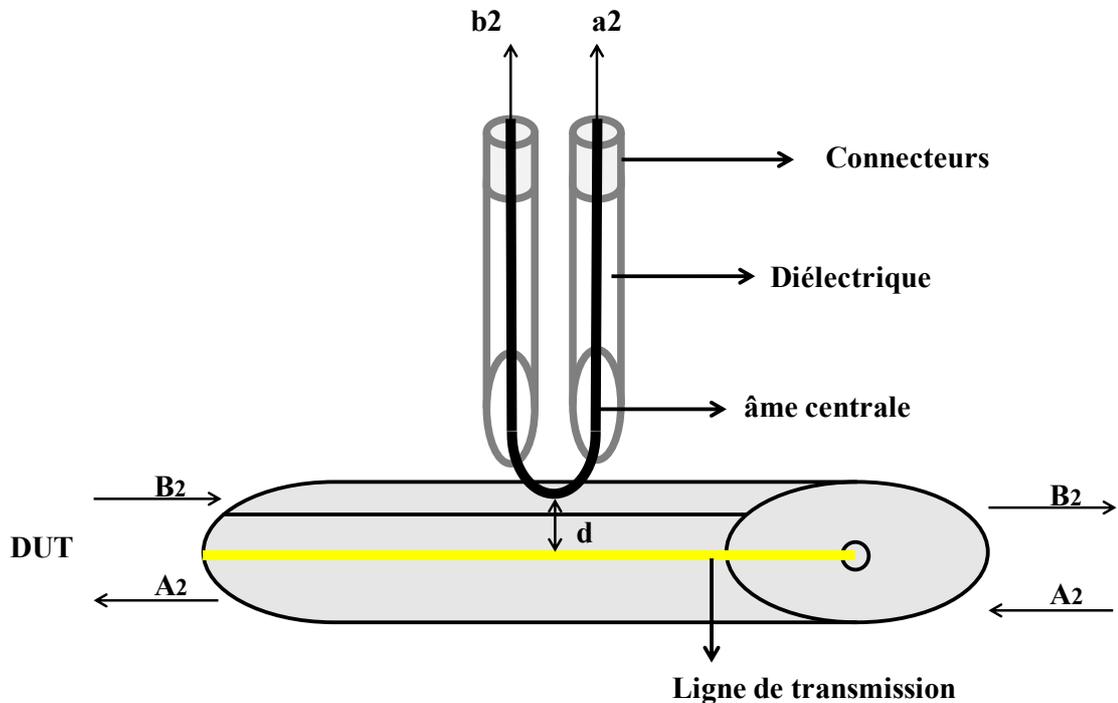


FIGURE 2.30 – Coupleur à boucle localisée

Cette approche s'avère être une solution bien adaptée pour les mesures de grand signal avec notre NVNA en termes de couplage et de directivité. De plus les WP n'induisent que de très faibles pertes sur la ligne couplée, ce qui est très important pour conserver les possibilités de synthèse d'impédance des tuners passifs.

Pour voir le couplage et la directivité des WP, nous avons effectué des étalonnages SOLT (Short Open Load Thru) avec un analyseur du réseau vectoriel jusqu'à 20 GHz. Nous avons fait la mesure à différentes profondeurs (la profondeur est la distance entre la boucle et la ligne de transmission) pour voir l'effet du couplage et de la directivité en fonction de ce paramètre. Les résultats sont donnés sur les courbes de la Figure 2.31.

A partir de la Figure 2.31 nous constatons que la distance entre la boucle et la ligne de transmission est inversement proportionnelle au couplage de la WP. Le coupleur à boucle localisée WP présente un coefficient de couplage utile de -20 à -50 dB. Cette valeur est assez linéairement réglable en fonction de la distance entre la boucle et la ligne RF principale, ce qui rend souhaitable de disposer d'un vernier

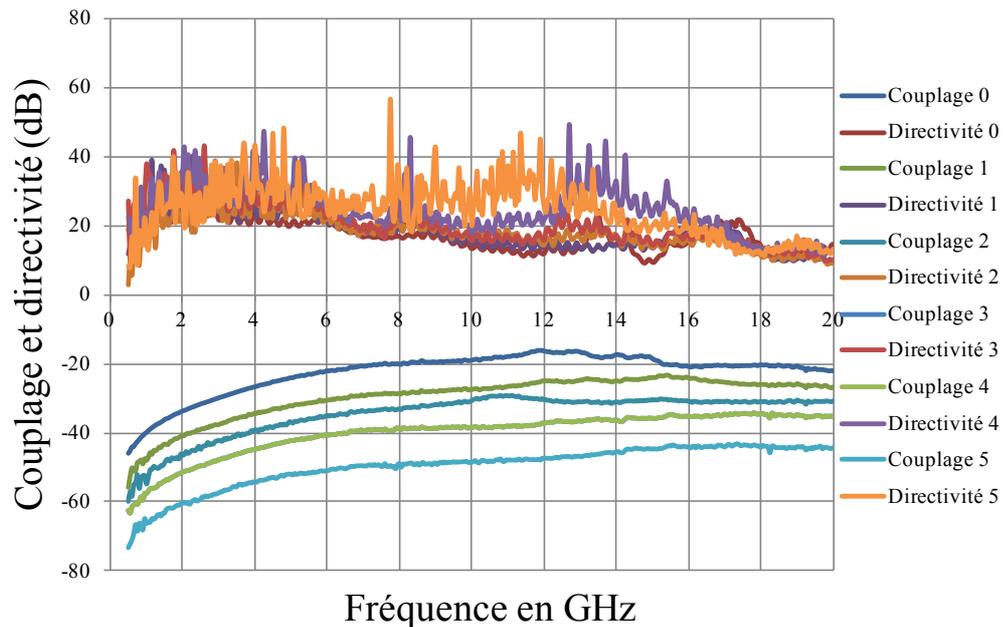


FIGURE 2.31 – Facteurs de couplage en fonction de la fréquence pour 5 profondeurs d variant de 2 à 5 mm

de réglage de cette profondeur.

Contrairement à un coupleur classique dont le terme de couplage est plat sur une bande de fréquence, le coupleur à boucle localisée a un terme de couplage non constant sur la bande de fréquence [1 GHz - 20 GHz]. Cette variation du couplage en fonction de la fréquence est particulièrement intéressante pour notre application. En effet pour les mesures d'un signal dont la fréquence fondamentale est comprise entre 1 GHz et 6 GHz, les fréquences harmoniques plus grandes auront des amplitudes plus faibles que celle du fondamental et seront pré-accentuées. Cet effet de pré-accentuation dû au couplage non constant sera corrigé par le calibrage, mais il nous permettra de garder plus de dynamique pour les mesures aux fréquences harmoniques et va ainsi augmenter la qualité des mesure de formes d'onde temporelles.

Pour un coupleur Wave Probe, la théorie mathématique [49] prévoit une directivité infinie. Nous avons mesuré une directivité qui varie entre 25 dB et 15 dB Figure 2.31. Cependant l'algorithme de calibrage du NVNA se satisfait de ces valeurs et permet d'obtenir une directivité calibrée du banc complet très supérieure.

Une version pratique de WP a été réalisée par Focus Microwaves avec intégration de la WP dans les tuners directement sur la ligne principale du tuner, et une vis

micrométrique de précision pour régler la distance entre la WP et la ligne fendue. Cette option des tuners Focus peut aussi être rajoutée a posteriori par Focus sur leur tuners. Cette approche pratique a deux mérites. Premièrement, on peut ainsi effectuer les mesures RF au plus près du DUT, et donc accéder à toute la richesse du contenu harmonique non-linéaire. Deuxièmement, aucun connecteur RF n'est rajouté pour le couplage entre le tuner et le DUT, donc les pertes entre le tuner mécanique et le DUT restent minimales. Nos deux tuners (source et charge) sont ainsi équipés, le tuner de charge étant par ailleurs un tuner multi-harmoniques.

Une vérification du calibrage comparant des coupleurs classiques et les coupleurs WP a été effectuée afin de valider l'algorithme de calibrage, et le comportement des WP sous fort taux d'ondes stationnaires. En utilisant le même tuner et tous les autres éléments inchangés sur le banc, nous avons effectué avec une calibration de type SOLT connectorisée, avec les mêmes standards et à la même fréquence fondamentale (2 GHz) avec 9 harmoniques.

Nous avons comparé après calibrage les coefficients de réflexion maximums que nous pouvons obtenir à 2 GHz dans le plan du port 2 du DUT. Ces deux courbes sont proposées figures 2.32 2.33. Nous constatons le bon comportement de la WP sous fort coefficient de réflexion, et nous constatons aussi qu'il est possible d'atteindre des coefficients de réflexion plus forts avec l'utilisation de la WP car les pertes sont moins importantes que dans le cas du rajout d'un réflectomètre entre le tuner et le DUT.

Une vérification du calibrage relatif obtenu avec la WP est réalisée avec une connexion directe entre les ports 1 et 2 via une ligne THRU. Pour de nombreuses impédances réparties sur le pourtour de l'abaque de Smith (les plus critiques, celles correspondant aux points de la Figure 2.32), nous mesurons les modules de S_{21} du *THRU*, voir les Figures 2.34 et 2.35. Quelque soit le coefficient de réflexion présenté à la sortie le module de S_{21} en dB est théoriquement nul. Le résultat présenté sur les deux Figures 2.34 et 2.35 permet de confirmer cette théorie et de valider le fonctionnement des coupleurs à boucles localisées WP.

Un dernier test graphique très parlant est proposé Figure 2.36. Cette mesure montre l'évolution du cycle de charge mesuré par la WP, à la sortie du *THRU*, pour différents coefficients de réflexion allant du circuit ouvert au court-circuit(cf Figure 2.32. La courbe rouge sur cette figure montre l'évolution de la tension/courant sur un impédance de 50Ω . La courbe verte présente $I_{ds}(V_{ds})$ pour un impédance de

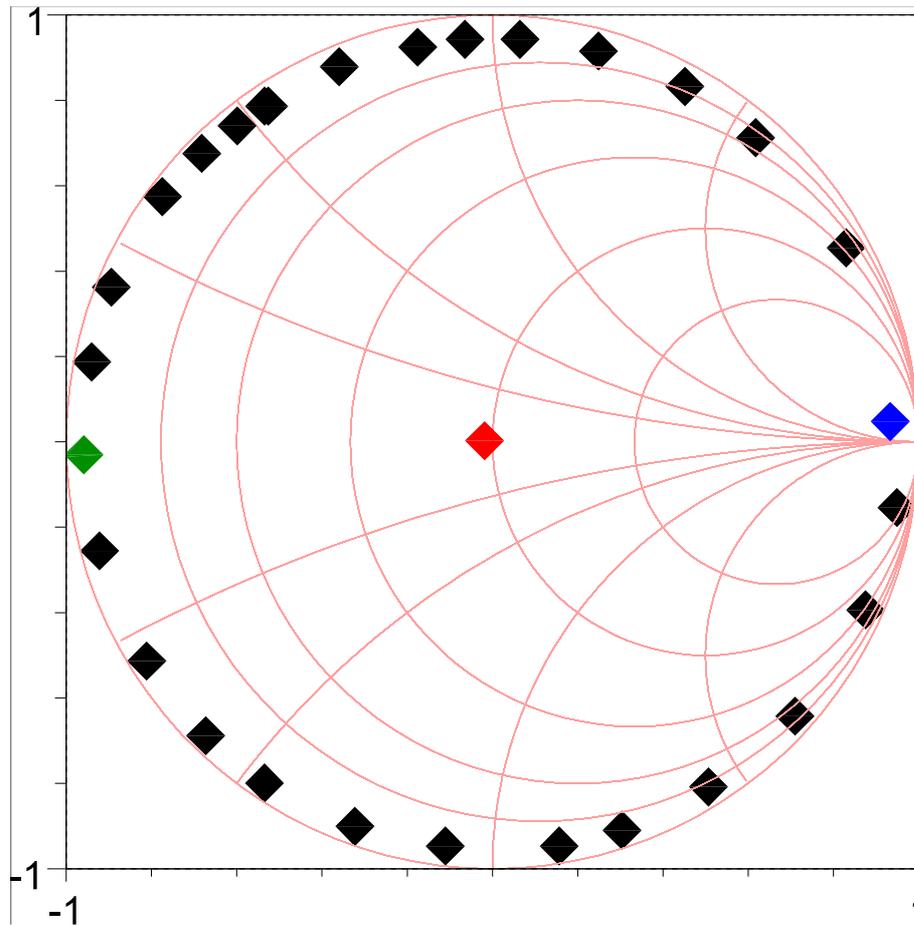


FIGURE 2.32 – Répartition des impédances en utilisant les « Wave Probes »

court-circuit (tension \approx zéro, courant max). La courbe bleue propose $I_{ds}(V_{ds})$ pour une impédance de sortie proche du circuit ouvert (tension max, courant \approx zéro). Ces résultats sont conformes à nos attentes.

2.5 Description du banc Load-Pull à formes d'ondes temporelles

2.5.1 Banc Load-Pull multi-harmonique à NVNA

Le schéma général de notre banc LPT (Load-Pull Temporel) est présenté sur la Figure 2.37. Ce banc, déjà partiellement constitué à mon arrivée, a été finalisé durant mon travail de thèse. Une partie du travail de cette thèse a été la validation des sondes RF Wave Probe de ce banc et la collaboration avec Focus Microwaves pour leur intégration dans les tuners (nos tuners sont les premiers au monde à notre

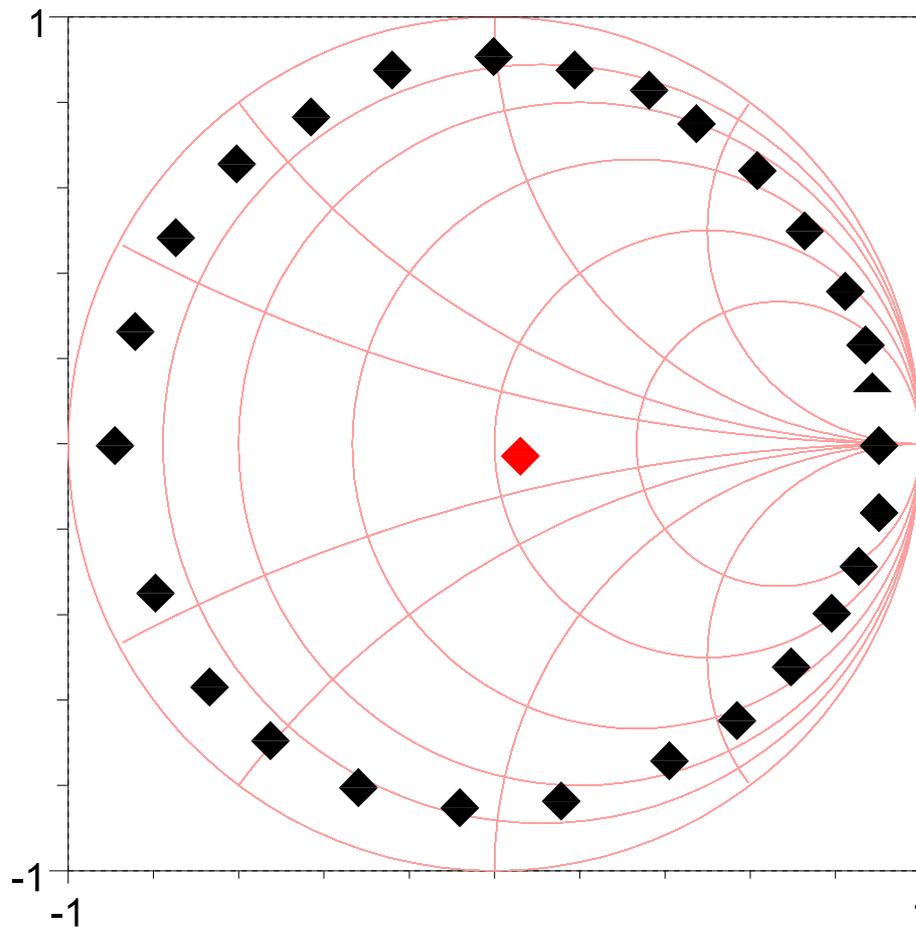


FIGURE 2.33 – Répartition des impédances sur l'abaque de Smith en utilisant des coupleurs classiques distribués

connaissance à avoir intégré directement ce type de sondes). Nous sommes parvenus à un banc LPT à tuners mécaniques présentant des performances très honorables en termes de puissance maximale, de possibilités d'adaptation, de qualité des mesures, tout ceci aussi bien en mode CW qu'en mode d'impulsions.

Dans cette architecture, les coupleurs à boucle localisée sont très proches (quelques centimètres) des plans de mesure du DUT. De plus, l'intégration des sondes avec les tuners a diminué la distance entre les tuners et le DUT. Ainsi il est possible d'avoir des coefficients de réflexion proche de 1, cf Figure 2.32.

Les éléments principaux qui constituent ce banc sont :

- Un tuner d'entrée
- Un tuner de sortie avec la possibilité de contrôler les impédances à la fréquence fondamentale et pour deux fréquences harmoniques jusqu'à 18 GHz
- Un amplificateur à tube à ondes progressives (TOP) pour alimenter en puissance

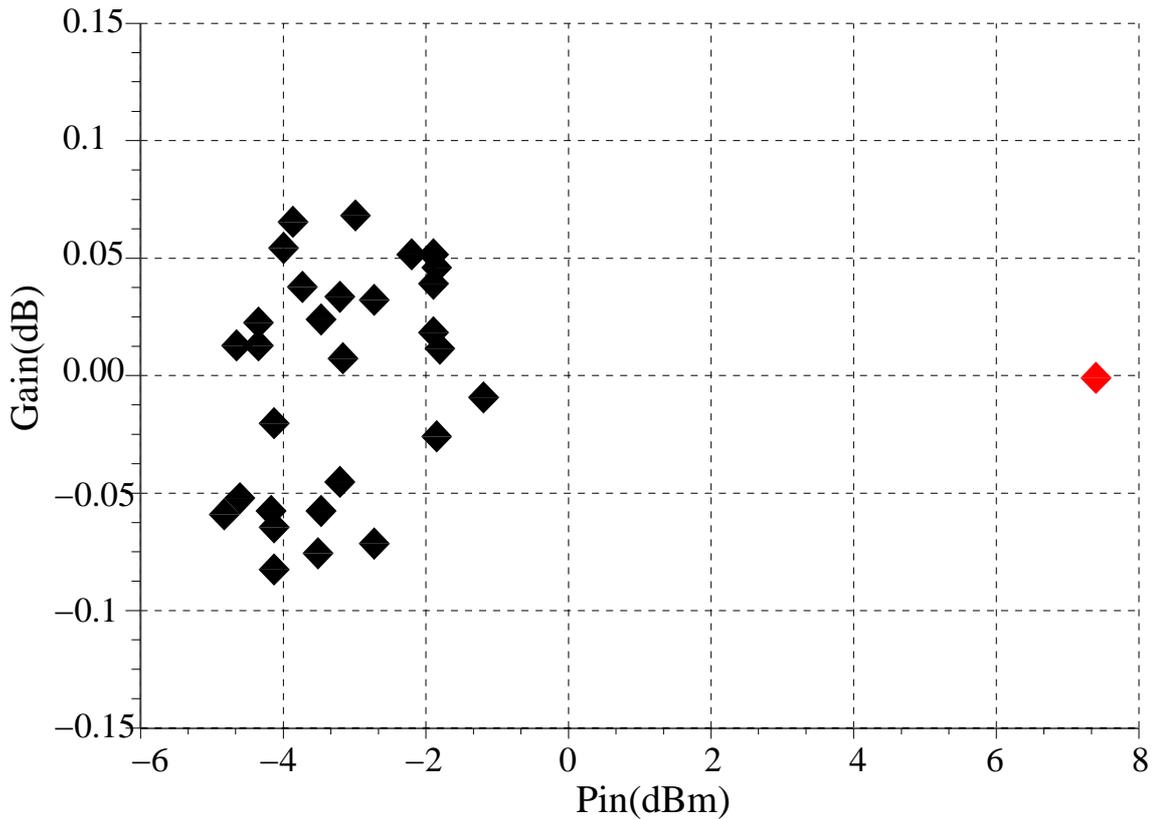


FIGURE 2.34 – $|S_{21}|$ d'un THRU mesuré par WP pour plusieurs forts coefficients de réflexion

RF les transistors de forte puissance ou très désadaptés

- Une source RF avec l'option forte puissance, pouvant fournir jusqu'à 25 dBm.
- Des alimentations continues jusqu'à 50 V, 4 A au drain

2.5.2 Mesure grand signal RF sous polarisation continue

Afin de vérifier l'aptitude de ce banc avec WP à mesurer des transistors de forte puissance, la première étape consiste à observer si les résultats classiques d'un banc de Load-Pull telles que la puissance de sortie ou la PAE peuvent être correctement obtenues. Ensuite, les formes d'ondes temporelles associées doivent être capturées, ce qui revient à acquérir les amplitudes et phases absolues de toutes les ondes incidentes et réfléchies aux fréquences fondamentales et harmoniques, et à leur appliquer une FFT inverse.

Le transistor choisi pour ce test est un composant fabriqué par UMS de taille 8x75 et de type AlGaIn/GaN. La fréquence fondamentale choisie est $F_0=6$ GHz CW, et deux harmoniques sont mesurés, 12 et 18 GHz. La polarisation continue

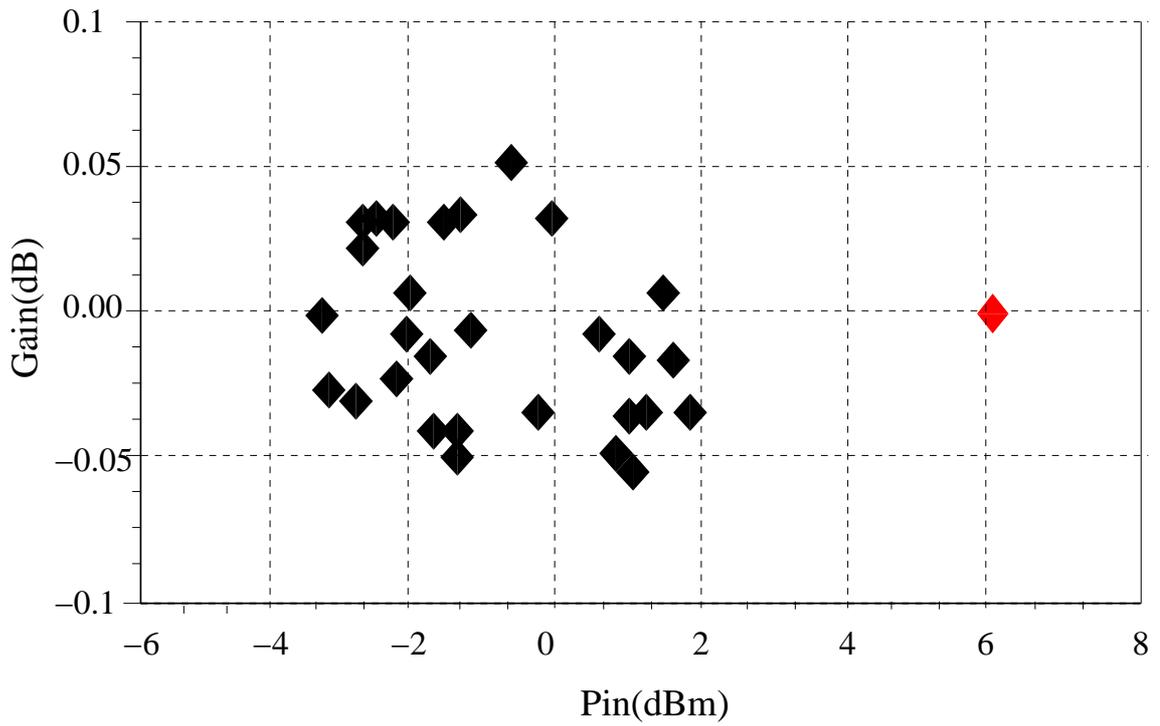


FIGURE 2.35 – $|S_{21}|$ d'un THRU mesuré par réflectomètre pour plusieurs forts coefficients de réflexion

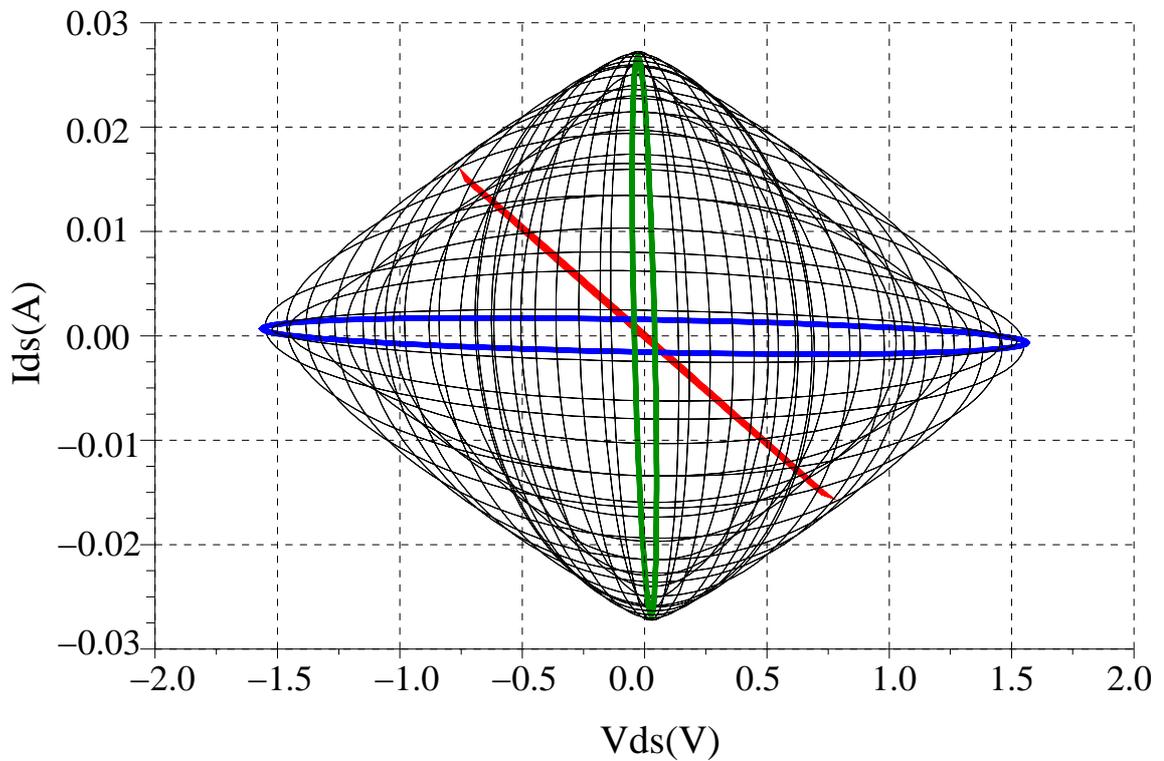


FIGURE 2.36 – Formes d'ondes temporelles $I_{ds}(V_{ds})$ pour plusieurs coefficients de réflexion

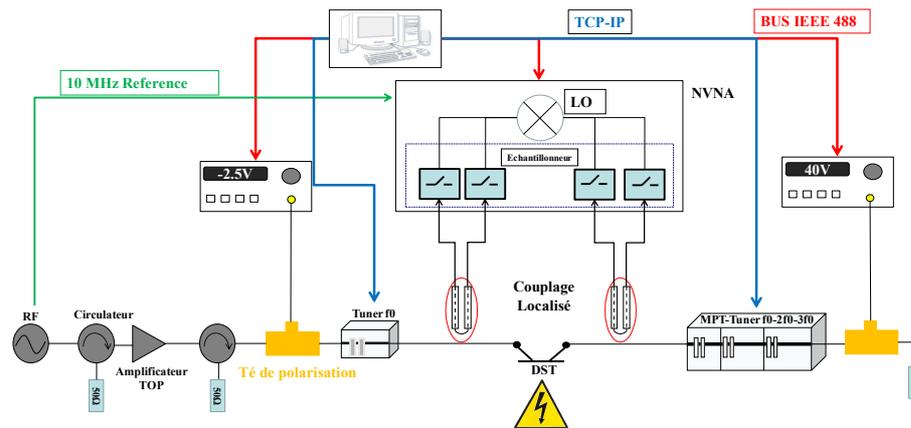


FIGURE 2.37 – Le banc Load-Pull Temporel

avant application de la RF est de $V_{DS} = 30 \text{ V}$ et $I_{DS} = 53 \text{ mA}$, la mesure de cette polarisation continue est intégrée au banc afin de pouvoir évaluer la PAE.

Un nuage d'impédances a été généré pour chercher l'impédance optimale de puissance et de PAE à la fréquence fondamentale et au deuxième harmonique. Les Figures 2.38 2.39 proposent respectivement les puissances de sortie en fonction des puissances d'entrées et les rendements en puissance ajoutée en fonction des puissances d'entrées sur toutes les impédances réparties dans cette zone sur l'abaque de Smith.

Le fait de disposer d'un tuner multi-harmonique en sortie a permis de compléter l'optimisation de la PAE par une recherche d'impédance optimale à $2F_0$, ce travail est proposé Figure 2.40. La puissance maximale de sortie atteint 3,2 Watts et la PAE 60 % en optimisant l'impédance à la fréquence fondamentale et au deuxième harmonique. Ce résultat correspond bien à nos attentes pour ce DUT.

Ensuite il est intéressant d'observer les formes d'ondes temporelles à l'impédance optimale en terme de PAE. Dans toutes ces mesures, les formes d'ondes temporelles sont extrinsèques, donc dans les plans des pointes RF de contact aux lignes d'accès des transistors. Par post-traitement, il est possible dans une deuxième étape de ramener ces mesures dans les plans intrinsèques du transistor, à plusieurs conditions : disposer du modèle des éléments extrinsèques du transistor, supposer que les éléments qui composent ce modèle sont invariants avec la polarisation ou la puissance RF, supposer que la dispersion de phase de ce chemin supplémentaire est faible.

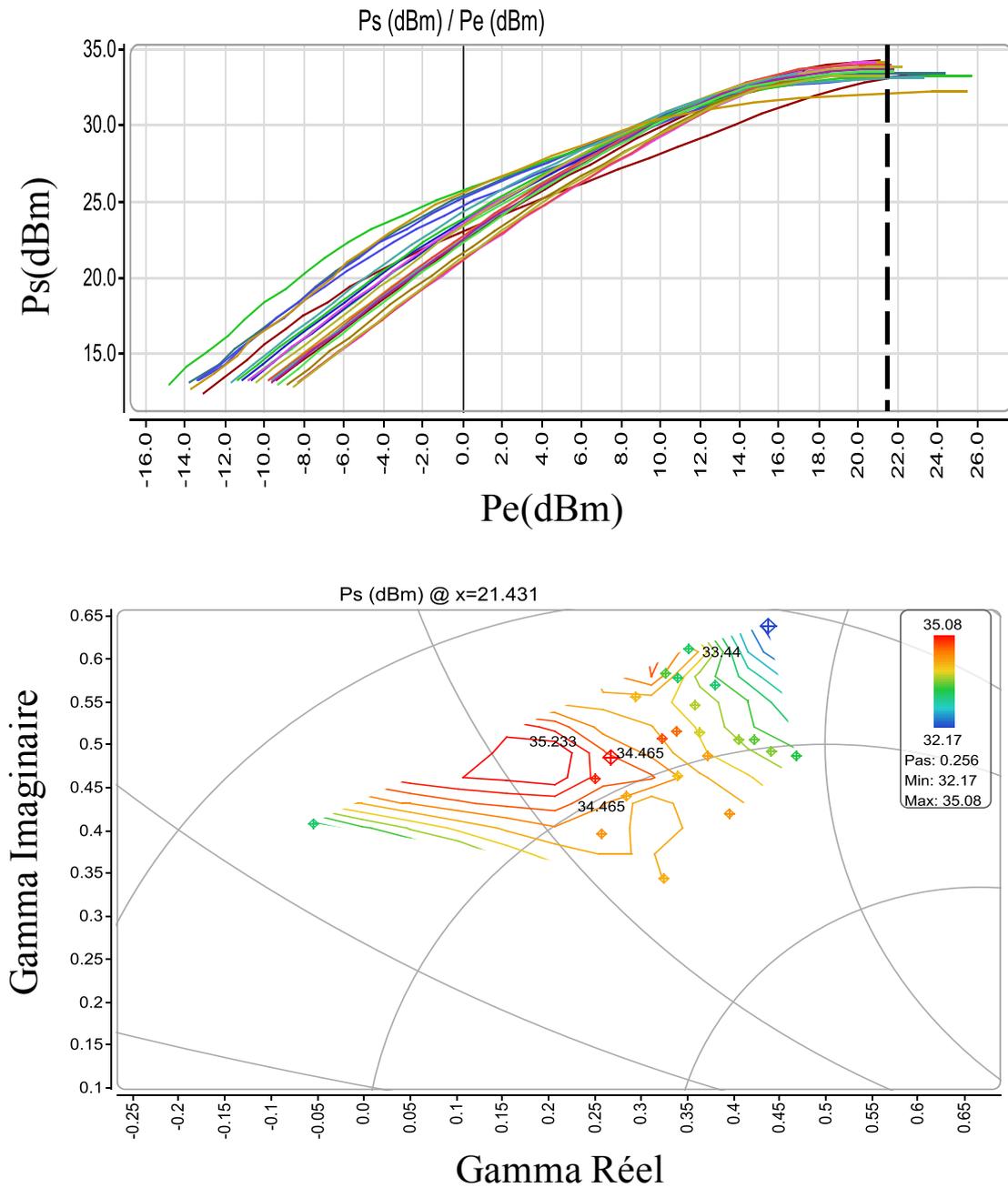


FIGURE 2.38 – Puissance de sortie en fonction de la puissance d’entrée à la fréquence fondamentale, pour différentes impédance de sortie.

Les courbes 2.41 2.42 2.43 2.44 donnent les formes d’ondes temporelles tension/courant, respectivement, de la grille et du drain. Là encore le calibrage avec nos coupleurs localisés permet de mesurer les fréquences harmoniques jusqu’à 18 GHz. Nous observons que les formes d’ondes montrent bien la contribution des harmoniques sur la signal de sortie (cf Figure 2.44) du composant qui a commencé à saturer.

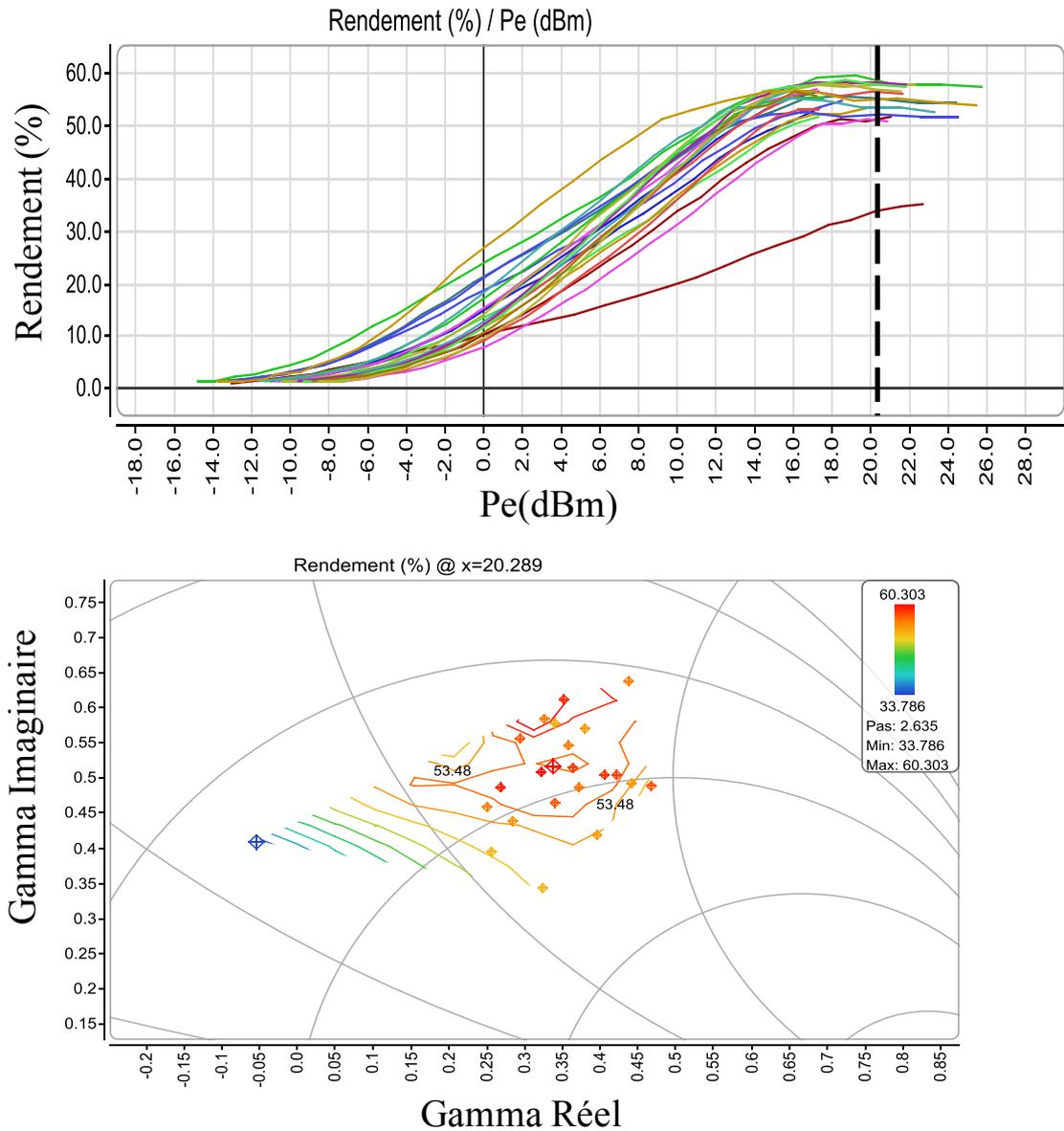


FIGURE 2.39 – PAE en fonction de la puissance d’entrée à la fréquence fondamentale, pour différentes impédance de sortie.

Ensuite les courbes 2.45 2.46 montrent les cycles extrinsèques respectivement de l’entrée et de la sortie du composant pour plusieurs niveaux de puissances d’entrée et en appliquant l’impédance optimale en terme de PAE. La progressivité de ces cycles au fur et à mesure que la puissance d’entrée augmente est un indicateur favorable pour juger de la qualité des mesures réalisées.

Nous notons très nettement sur la Figure 2.46 que pour de fortes puissances

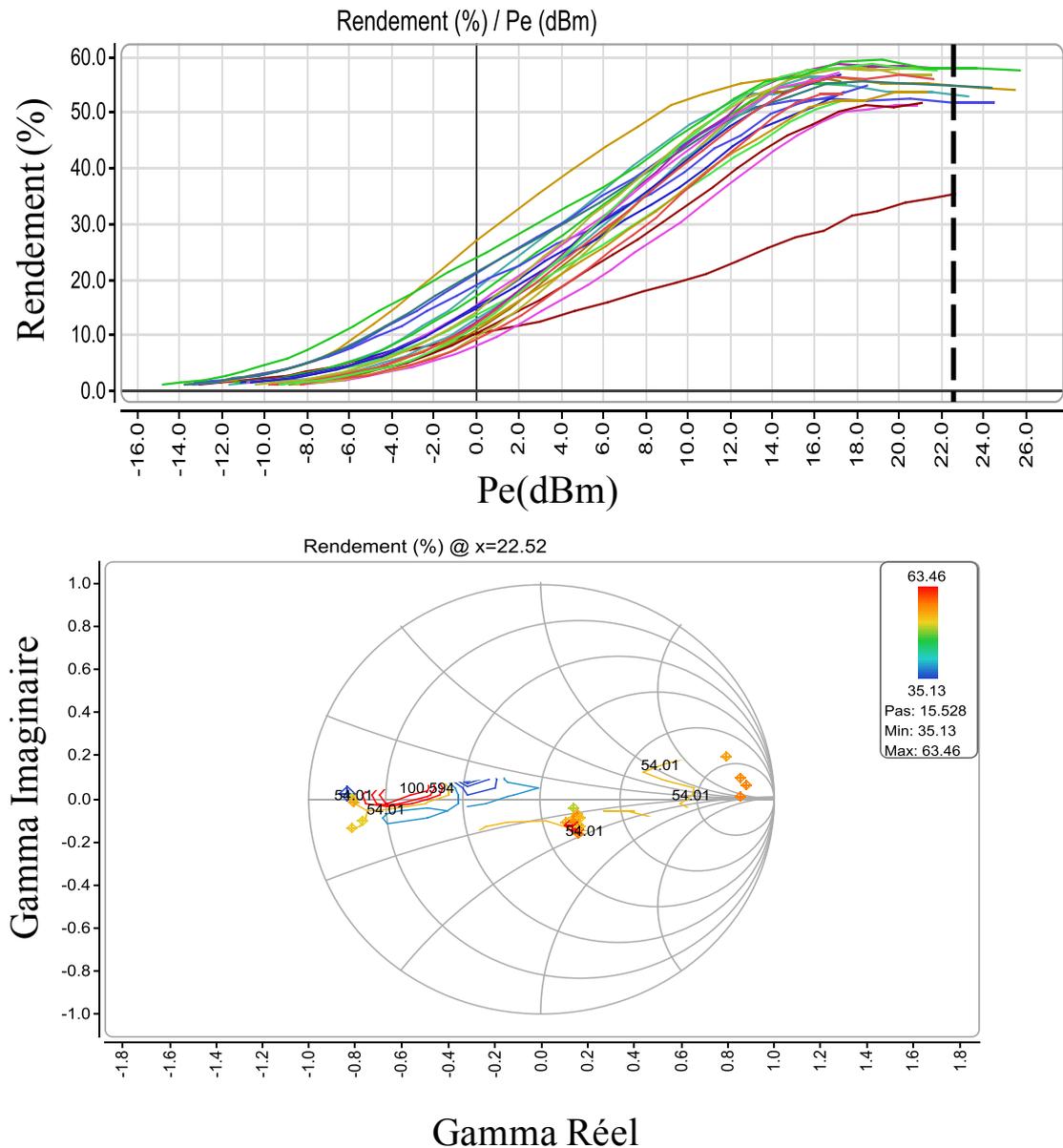


FIGURE 2.40 – PAE en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale, avec un contrôle d'impédance aux deuxième harmonique.

d'entrée, notre cycle de charge RF de sortie est saturé d'un coté sur la zone ohmique du FET, et pour les forts V_{ds} d'environ 55 Volts ce composant commence apparemment à rentrer en zone d'avalanche. Ces courbes temporelles peuvent ainsi donner une indication sur les risques de fiabilité que fait prendre un mode d'utilisation d'un transistor de puissance. Disposer seulement des différentes puissances RF et DC aurait permis d'obtenir la PAE, mais sans savoir que le composant commence à rentrer en avalanche.

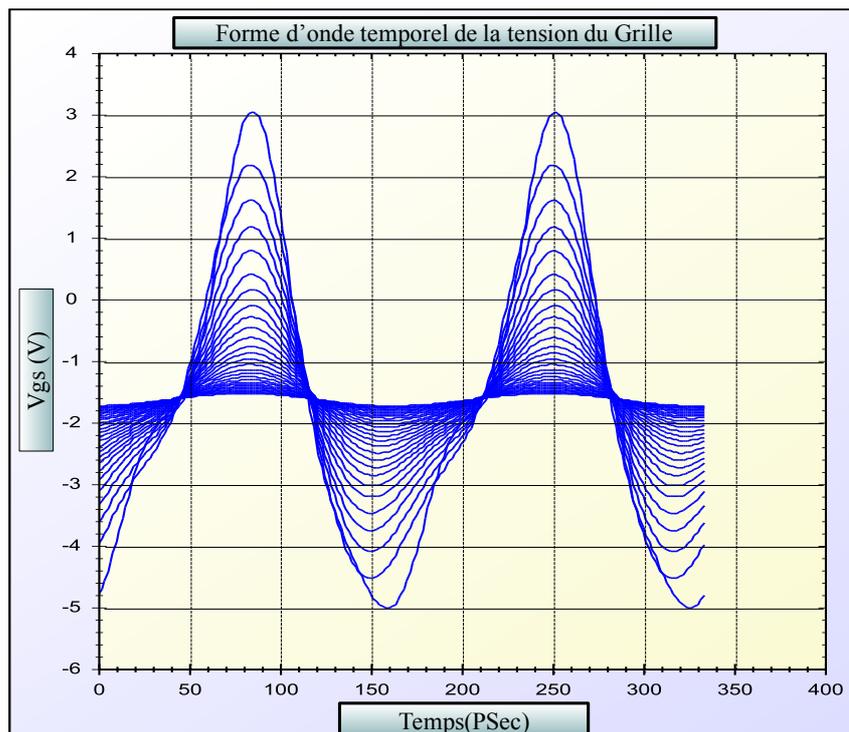


FIGURE 2.41 – Tension de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

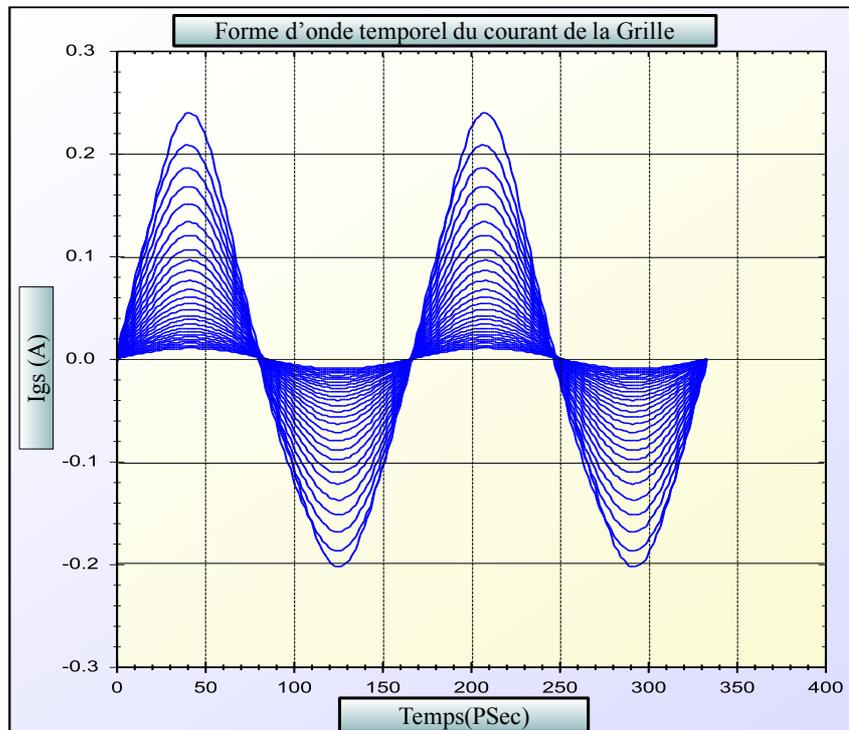


FIGURE 2.42 – Courant de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

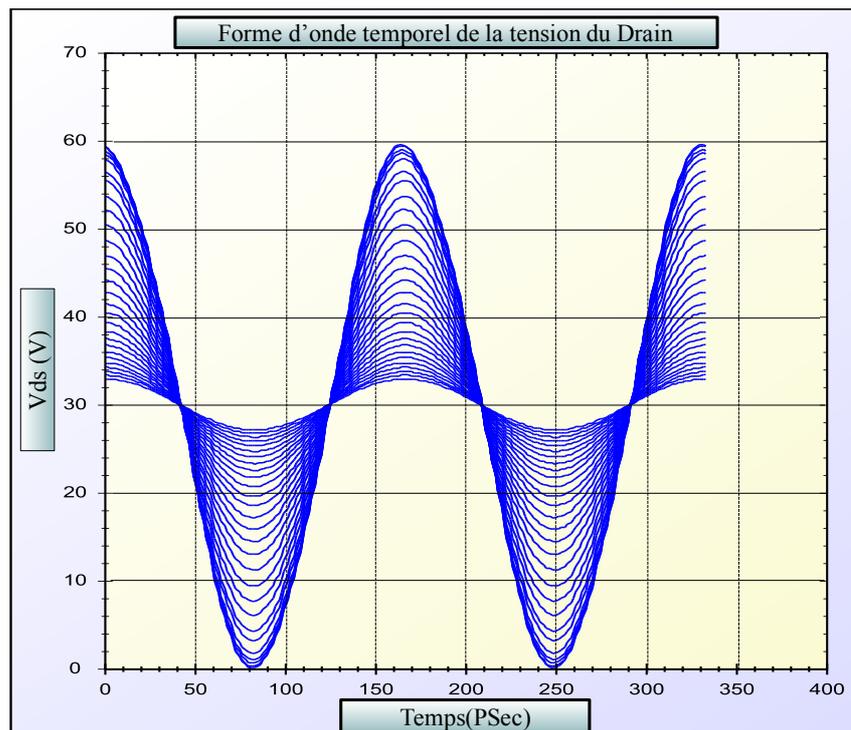


FIGURE 2.43 – Tension de drain en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

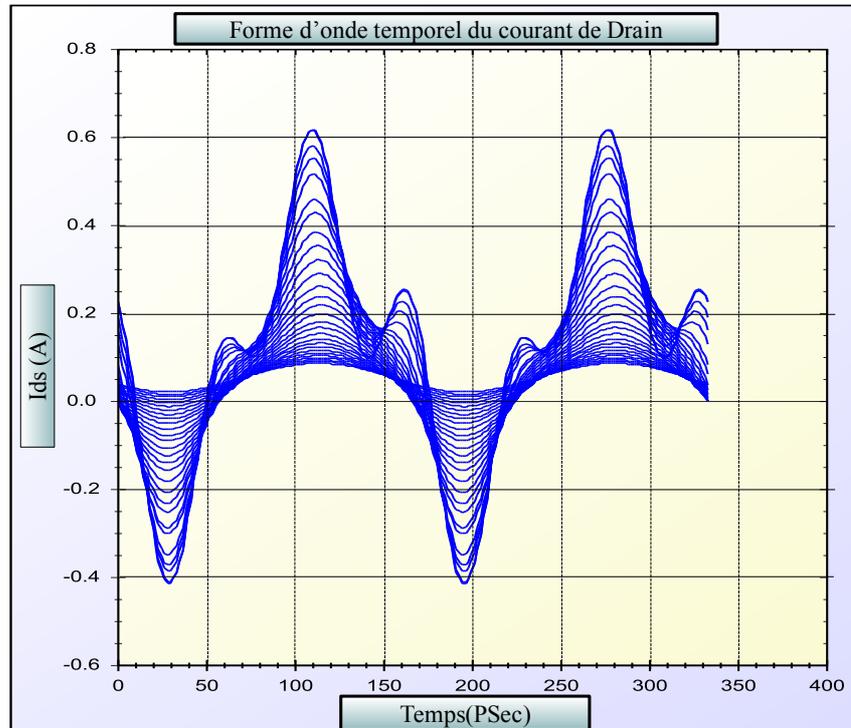


FIGURE 2.44 – Courant de drain en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

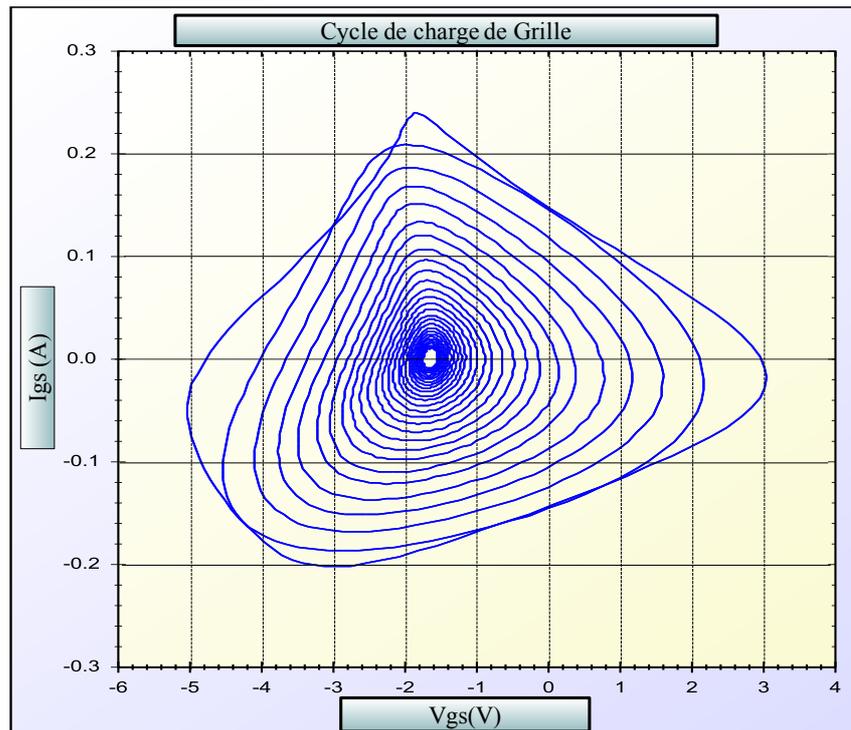


FIGURE 2.45 – Cycle d'entrée pour différentes puissances d'entrée

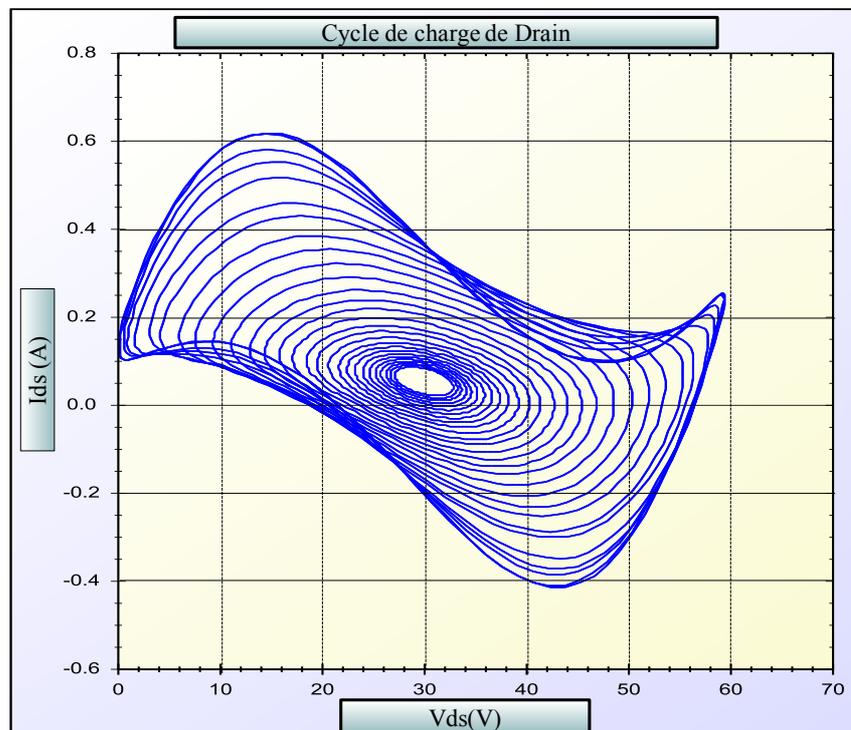


FIGURE 2.46 – Cycle de charge pour différentes puissances d'entrée

Ces mesures effectuées avec notre LPT peuvent être utilisées, entre autres, pour confirmer des résultats de simulations et donc pour valider des modèles non-linéaires.

2.6 Technique de simulation des mesures Load-Pull temporel

L'algorithme de simulation dit « Harmonic Balance » est très utilisé pour les simulations RF non-linéaires, et il donne accès aux formes d'ondes temporelles aux accès des transistors. Il va donc être possible et très intéressant de simuler en CAO le comportement de notre banc LPT, en mettant dans le simulateur le modèle non-linéaire du DUT (obtenu par ailleurs par une méthode non débattue dans ce mémoire).

Pour cela il faut reconstituer l'environnement de mesure Load-Pull dans le logiciel de simulation. Cette opération requiert une définition exhaustive et précise du matériel utilisé lors de la mesure, tels que le tuner multi-harmonique, la source RF (non idéale), le test-set, etc.

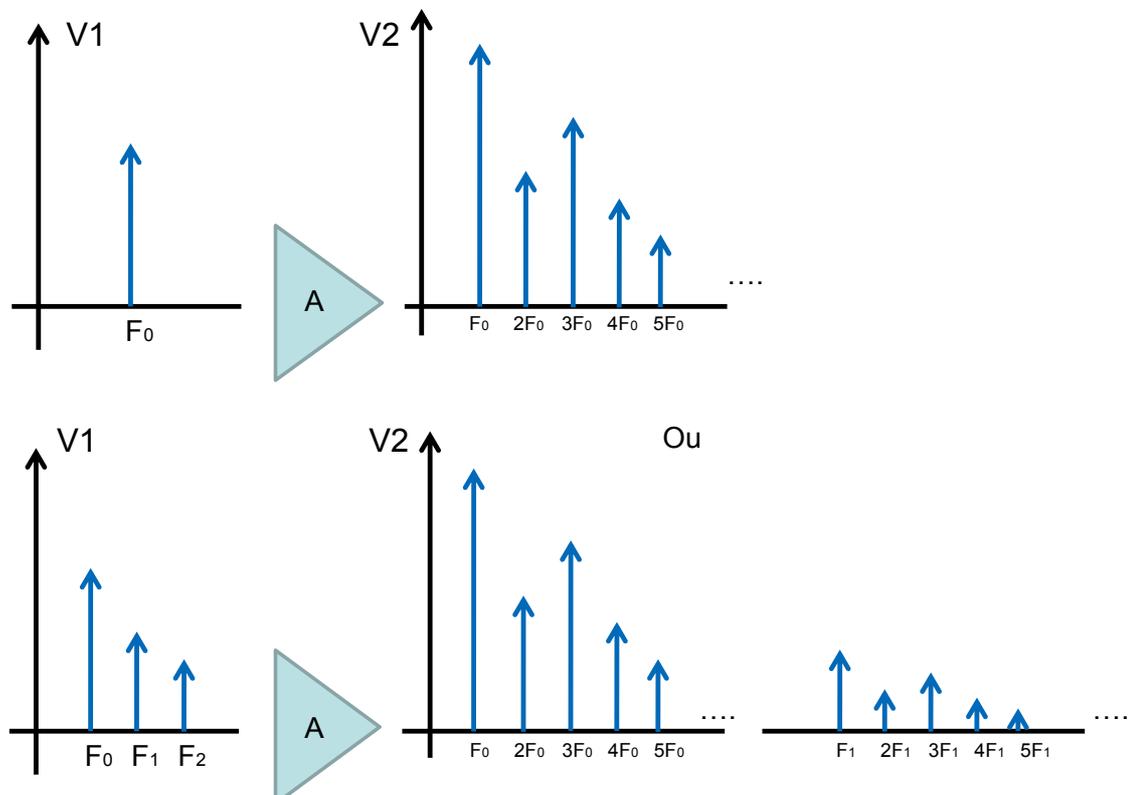


FIGURE 2.47 – Spectre RF d'un signal non-linéaire

Assurer une correspondance précise entre les deux environnements (réel et virtuel) est d'autant plus délicat que la mesure grand signal induit un fonctionnement non-linéaire du dispositif mesuré qui le rend très dépendant de nombreux paramètres d'environnement. Il sera donc primordial de déterminer avec précision les impédances, les amplitudes et les phases de chaque composante spectrale.

Le schéma 2.47 montre une excitation grand signal, avec un signal d'entrée contenant ou non des harmoniques, appliquée au DUT (l'amplificateur ici). Avec de telles excitations ce composant va fonctionner dans un régime non-linéaire. Par conséquent, le spectre de sortie de l'amplificateur se compose de plusieurs raies à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques. La réalité du banc de mesure fait que lorsqu'il faut injecter beaucoup de puissance à l'entrée du DUT, nous injecterons généralement aussi des fréquences harmoniques indésirables dues aux générateurs RF. Mais ces raies indésirables, que le NVNA va pouvoir mesurer, vont modifier le comportement du DUT. Alors la simulation devra elle aussi, pour proposer une comparaison fiable, injecter dans le modèles les mêmes raies.

Avec une seule acquisition de mesure l'instrument NVNA capture les spectres complets des tensions et courants V_1 et I_1 (et aussi V_2 et I_2) à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, ce sont donc ces données qu'il va falloir fournir au simulateur. Ces données issues des mesures peuvent être stockées dans un fichier soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel. Nous préférons souvent le format de ce fichier dans le domaine fréquentiel, car la taille du fichier correspondant est plus petite, et aussi parce que cela laisse à l'utilisateur la liberté de choisir le nombre approprié d'harmoniques pour sa simulation.

Nous proposons un exemple de fichier pour ADS, il s'agit d'un *Citifile* proposé sur la Figure 2.48. L'utilisateur a spécifié le nombre de composantes spectrales (fondamental et harmoniques) qui sont mesurées (4 dans l'exemple) et le nombre des points de puissance (5 dans l'exemple). En conséquence, nous nous retrouvons avec des variables à deux dimensions : le premier indice indique le numéro des points de puissance, tandis que le second indice représente le numéro de la composante spectrale RF.

Pour chaque point de puissance nous avons une mesure de V_1 , I_1 , V_2 , I_2 à la fréquence fondamentale et à ses harmoniques, ces mesure sont stockées comme

```
CITIFILE A.01.01
NAME Default NNMSDataSet
VAR INDEX MAG 5.000000
VAR FREQ MAG 4.000000
DATA V1 RI
DATA I1 RI
DATA V2 RI
DATA I2 RI
VAR_LIST_BEGIN
1.000000
2.000000
3.000000
4.000000
5.000000
VAR_LIST_END
VAR_LIST_BEGIN
0.000000e+000
6.000000e+009
1.200000e+010
1.800000e+010
VAR_LIST_END
BEGIN
V1 data
END
BEGIN
I1 data
END
BEGIN
V2 data
END
BEGIN
I2 data
END
```

FIGURE 2.48 – Modèle du « CitiFile » fichier de stockage des données de mesures

des variables « en bleu ». Les utilisateurs peuvent également sauver ces variables comme des ondes de puissance A_i , B_i , mais nous préférons conserver les notions tension/courant parce qu'elles sont plus parlantes par rapport au fonctionnement non-linéaire d'un transistor.

Il va maintenant falloir importer dans l'environnement de simulation ces résultats de mesure. L'idée est d'exciter le DUT avec les signaux mesurés, et de comparer les réponses du DUT mesurées et calculées par le simulateur.

2.6.1 Passerelle entre la mesure et la simulation

La passerelle entre la mesure et la simulation est tout d'abord constituée du fichier citifile présenté auparavant, qu'il va falloir importer dans un environnement de simulation défini spécifiquement pour le banc LPT sous ADS. Nous utilisons l'environnement de simulation présenté dans la Figure 2.49. Avec cet environnement, les sources RF reproduisent exactement les signaux incidents mesurés. Pour ce faire, nous utilisons un composant « Data Access » (DAC) qui fait le lien avec le fichier de mesure.

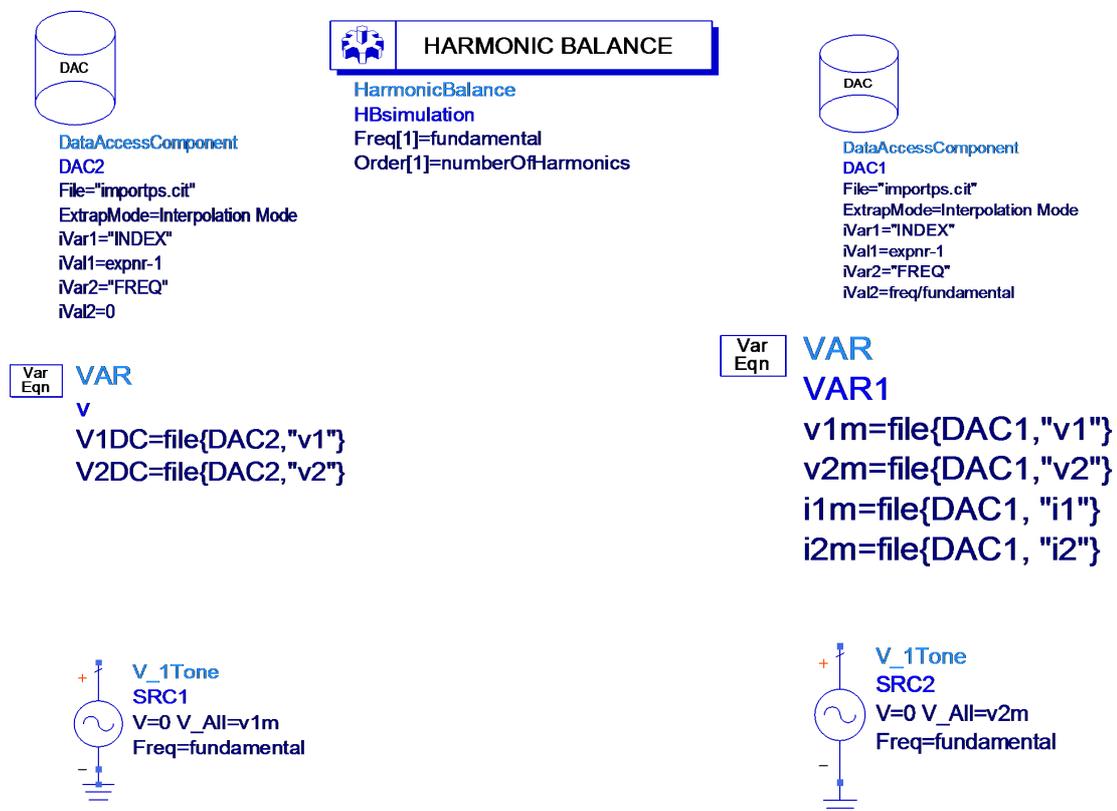


FIGURE 2.49 – Le modèle utilisé sous ADS pour la simulation Load-Pull temporelle

La principale difficulté que nous rencontrons avec une excitation RF contenant éventuellement des harmoniques est d'effectuer une liaison entre le contenu du fichier de mesures « *Citifile* » avec l'équilibrage harmonique, pour soumettre le modèle de DUT aux mêmes conditions de mesure (impédances d'entrée et sortie, excitation, polarisation, nombre d'harmoniques...).

Une première étape consiste à charger le fichier de mesure via le « DAC » et définir les valeurs des variables « nombre de puissance » et « nombre de fréquence ».

Ensuite il faut définir, dans l'équilibrage harmonique, la fréquence fondamentale, le nombre de fréquences harmoniques mesurées (iVal2), et les nombres des points mesurés (iVal1) (cf Figure 2.49). Dans cet exemple nous utilisons un deuxième « DAC » pour accéder aux données DC « polarisation ».

La source RF « V_1 Tone » est utilisé habituellement pour envoyer un sinusoïde à une seule fréquence. Cependant, l'utilisation du symbole optionnel « V_All=v1m » signifie qu'il faut appliquer toutes les valeurs de « v1m » (données mesurées) en même temps (fréquences fondamentale et harmoniques avec le respect des amplitudes et des relations de phases inter-fréquences obtenues pendant la mesure LPT).

2.6.2 Vérification et validation

Les courbes 2.50 2.51 correspondent respectivement aux formes d'ondes temporelles de tensions V_1 , V_2 à l'entrée et à la sortie d'un modèle de transistor. Les courbes bleu en pointillés correspondent aux formes d'ondes temporelles pendant la simulation, tandis que les courbes rouges correspondent aux formes d'ondes temporelles pendant la mesure. Comme on peut le constater nous sommes parvenus, avec cette technique de simulation, à mettre notre modèle de transistor de puissance dans les mêmes conditions que lors de la mesure.

Le point discutable de cette technique de simulation reste éventuellement la bande passante du banc de mesure. Si le nombre de fréquences harmoniques considérées lors de la mesure est insuffisant, cela ne veut pas dire qu'il n'existe pas d'énergie à des fréquences harmoniques supérieures. En pratique, avec $F_0 = 6$ GHz, on va bien mesurer 12 et 18 GHz. Mais si le transistor est utilisé en mode très non-linéaire, il y aura de l'énergie à 24 GHz. Nous ne disposerons d'aucune information sur cette énergie, ni sur les impédances de fermeture du banc à cette fréquence à moins de pouvoir faire une mesure en réflectométrie dans les plans de calibration.

Le chapitre suivant présentera des résultats de comparaison mesure/simulations utilisant cette technique.

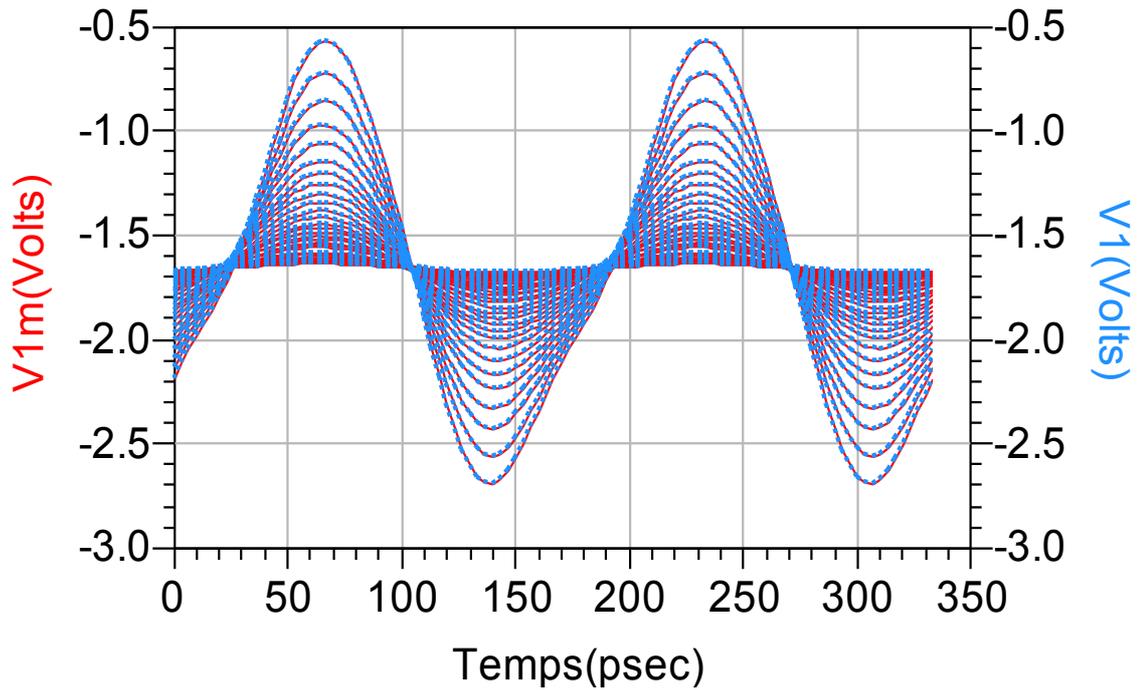


FIGURE 2.50 – Formes d’ondes temporelles de tension à l’entrée du modèle de transistor. Les courbes rouges correspondent aux mesures et les courbes bleues en pointillés correspondent aux simulations

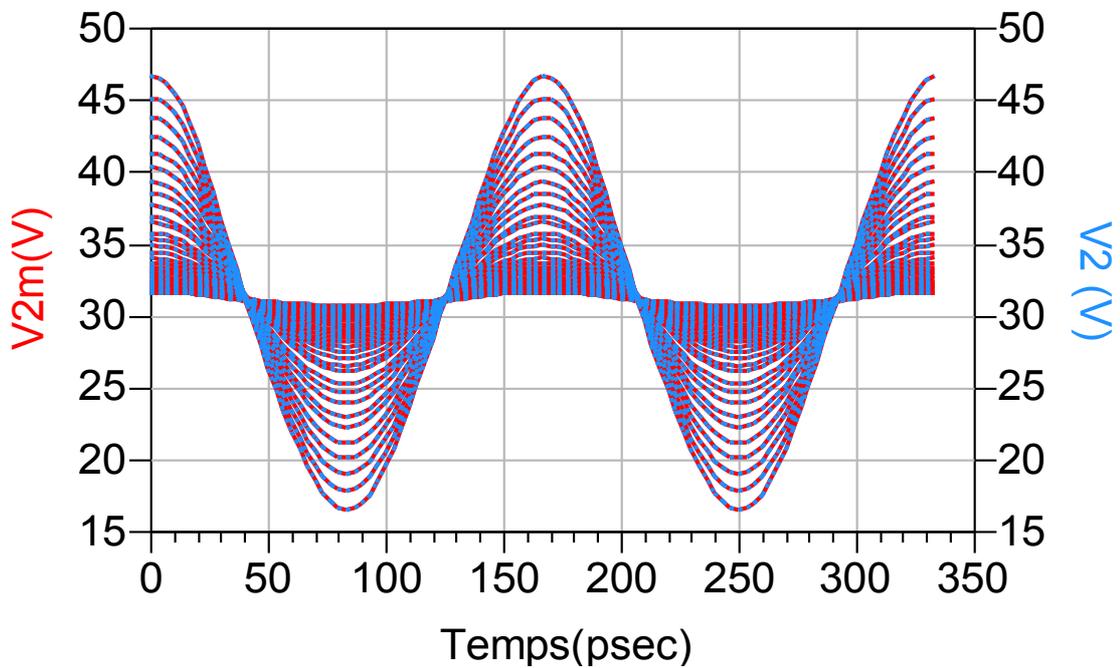


FIGURE 2.51 – Formes d’ondes temporelles de tension à la sortie du modèle de transistor. Les courbes rouges correspondent aux mesures et les courbes bleues en pointillés correspondent aux simulations

2.7 Conclusion

Ce chapitre a montré la constitution d'un banc de mesures de formes d'ondes temporelles pour des transistors de puissance aux fréquences micro-ondes. Ce banc, basé sur des tuners passifs dont un tuner multi-harmoniques sur la sortie, permet d'optimiser le fonctionnement des transistors de puissance avec la maîtrise des impédances de charge à la fréquence fondamentale et aux deux premières fréquences harmoniques, ce qui permet d'agir sur la classe de fonctionnement du transistor.

Un des apports essentiels de notre travail consiste en la validation et l'utilisation systématique des sondes de couplage à boucles localisées, les Wave Probes. Nous avons aussi mis en œuvre l'algorithme d'étalonage NVNA pour mesures sous pointes sans utilisation de référence de phase HPR mais en prenant un des échantillonneurs RF du système comme référence.

Des résultats de validation des mesures et de caractérisations de transistors de puissance ont été proposés afin de démontrer le bien-fondé des approches utilisées et l'intérêt des investigations que peut réaliser ce banc Load-Pull multi-harmoniques à formes d'ondes temporelles.

Les transistors de forte puissance posent des problèmes très importants d'auto-échauffement au point que certains d'entre eux, destinés à des applications particulières comme les radars ou certaines modulations par impulsions, ne peuvent pas fonctionner en mode DC et CW sans surchauffer immédiatement. Ces raisons, en plus de celles déjà évoquées au chapitre 1 concernant les pièges ou la maîtrise de la température durant les caractérisations, justifient le besoin de faire fonctionner notre banc LPT en mode d'impulsions et même en mode de trains d'impulsions.

Le chapitre suivant va exposer nos travaux pour utiliser le banc LPT en modes d'impulsions.

Chapitre 3 :
Caractérisations temporelles de
transistors micro-ondes en
impulsions

3.1 Introduction

De manière classique, une caractérisation fort signal des transistors de puissance micro-ondes s'effectue en présence d'un signal sinusoïdal CW. L'inconvénient de la caractérisation en mode CW est le risque de destruction des composants de fortes puissances pas toujours conçus pour être utilisés en CW.

En comparaison avec un fonctionnement en mode CW, une excitation en mode d'impulsions permet la caractérisation des composants avec des signaux d'amplitudes plus importantes (parfois jusqu'à l'avalanche) tout en réduisant considérablement le risque de destruction. Le contrôle de la largeur et de la récurrence des impulsions permet de faire varier l'état thermique du transistor, et donc de limiter ou de contrôler l'influence de l'auto-échauffement sur les performances RF au cours de la caractérisation.

En particulier, les amplificateurs de puissance pour les applications RADAR sont soumis à des impulsions de fortes puissances. Cette famille d'application est sensible à la dérive des caractéristiques d'amplification au cours des impulsions. Avec des impulsions à fort niveau de puissance l'amplificateur subit deux effets parasites pendant la durée de l'impulsion, modifiant ainsi le gain en puissance et sa phase de façon significative : son auto-échauffement et les effets de pièges. Par conséquent, le traitement des données des formes d'ondes incidentes et réfléchies par la cible visée est plus compliqué et les images des cibles RADAR sont plus floues.

Le deuxième chapitre a montré qu'il est possible de mesurer les formes d'ondes temporelles dans un contexte de caractérisation de composants de puissance de type Load-Pull Temporel. Le troisième chapitre va montrer la possibilité d'effectuer ce même type de mesures en impulsions, à l'aide de trois techniques : les impulsions classiques, le profil d'impulsion et le train d'impulsions.

Avant de présenter la mise en œuvre de ces mesures, nous allons tout d'abord définir et présenter les différentes techniques de mesures en impulsions avec de nombreux détails de mise en application. Ensuite, ce chapitre proposera une sélection de résultats intéressants de mesure de formes d'ondes temporelles sous différents modes d'impulsions.

3.2 Aspect théorique et analyse pour les mesures en impulsions

Avant d'introduire les conventions utilisées pour le rapport cyclique et la dynamique de mesure, nous allons présenter ci-dessous quelques définitions préliminaires.

La Figure 3.1 montre des impulsions périodiques $R(t)$ qu'on peut obtenir par convolution d'un signal rectangle par un peigne de Dirac, avec Δ et T respectivement la largeur et la période des impulsions. La représentation mathématique de $R(t)$ est présentée ci-dessous :

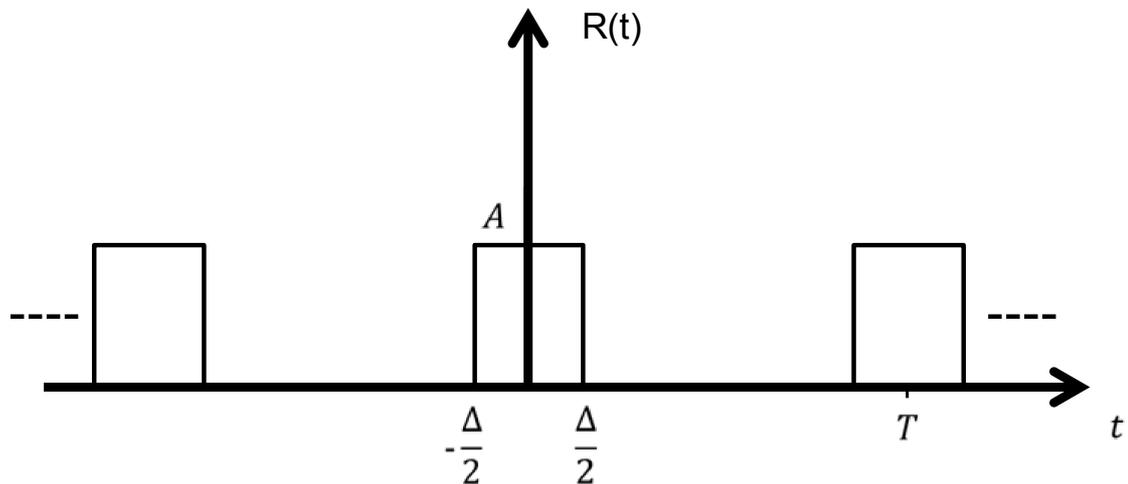


FIGURE 3.1 – Impulsions périodiques de largeur Δ et de période T

$$R(t) = \left\{ \begin{array}{ll} A \neq 0, & \text{Si } -\frac{\Delta}{2} \leq t - kT \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0, & \text{Ailleurs} \end{array} \right\} \quad (3.1)$$

où k est un entier relatif.

Comme le signal est périodique nous pouvons facilement obtenir le spectre fréquentiel grâce à l'analyse de la série de Fourier donnée mathématiquement par l'équation suivante :

$$Y(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} C_n * e^{(2j\pi f_n t)} \quad Et \quad (3.2)$$

$$e^{(2j\pi f_n t)} = \cos(2\pi f_n t) + j \cdot \sin(2\pi f_n t)$$

Les différentes fréquences de la décomposition en série de Fourier sont données par :

$$f_n = \frac{n}{T} \text{ avec } n=0,1,2,3,\dots,\infty$$

Pour calculer les coefficients C_n , on utilise le résultat de cette convolution sur une période. Les C_n sont représentés mathématiquement par l'équation 3.3.

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} A * \cos(2\pi f_n t) dt \quad (3.3)$$

Comme la fonction $Y(t)$ est une fonction paire [56] on peut écrire C_n de la façon suivante :

$$C_n = \frac{2A}{T} \int_0^{\frac{\Delta}{2}} \cos(2\pi f_n t) dt \quad (3.4)$$

Le calcul de cette intégrale nous conduit aux C_n qui sont présentés dans l'équation 3.5 :

$$C_n = \frac{A}{\pi n} \sin\left(\frac{\pi n \Delta}{T}\right) \quad (3.5)$$

Le spectre fréquentiel est donné par les couples (f_n, C_n) , soit les amplitudes associées aux différentes fréquences. Pour calculer l'amplitude de la raie numéro zéro ($n=0$), nous avons une solution indéterminée. Pour résoudre cette équation nous remplaçons f_n par sa valeur, l'équation 3.5 devient donc :

$$C_n(f_n) = \frac{A\Delta}{T} \left[\frac{\sin(\pi\Delta f_n)}{\pi\Delta f_n} \right] \quad (3.6)$$

$$C_n(f_n) = \frac{A\Delta}{T} \text{sinc}(\pi\Delta f_n)$$

Avec $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$. Pour $A = 1$, $\Delta = 1$ et $T = 5$, l'amplitude de C_n est représentée sur la Figure 3.2. Dans le domaine fréquentiel le spectre d'un signal en

impulsion est une simple fonction sinus cardinal avec un espacement des fréquences égal à la répétition de $\frac{1}{T}$.

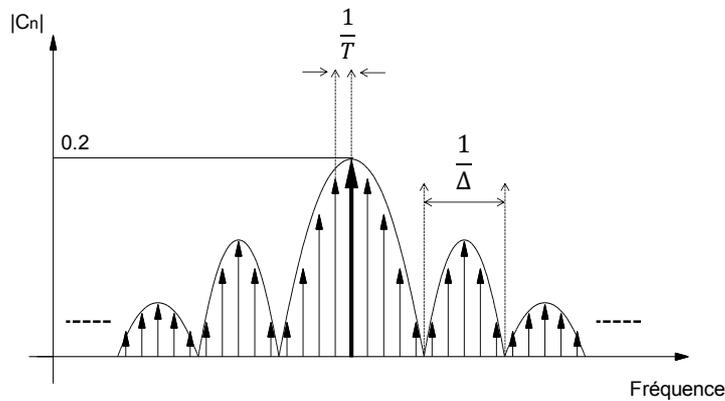


FIGURE 3.2 – Modules des raies d’un signal rectangle périodique pour une largeur d’impulsion $\Delta = 1$ et $T=5$

Le but de cette étude est d’introduire l’analyse de Fourier dans le cadre des signaux RF modulés par des rectangles répétitifs. Cela nous conduit à définir ci-après le rapport cyclique et la dynamique de mesure en impulsions.

3.2.1 Rapport cyclique

Le premier de ces paramètres est le rapport cyclique α , qui correspond au rapport de la largeur d’impulsion par la période, voir l’équation 3.7. Ce rapport est souvent donné en pourcentage.

$$\alpha = \frac{\text{Largeur d'impulsion}}{\text{Période d'impulsion}} = \frac{\Delta}{T} \quad (3.7)$$

3.2.2 Dynamique de mesure en impulsion

La dynamique de mesure représente la différence en décibels entre le plancher de bruit et le plus grand signal pouvant être testé. En impulsion cette valeur est habituellement réduite par le rapport cyclique. La formulation analytique de cette limitation est donnée par l’équation 3.8 :

$$Perte_{dynamique} = 20 \cdot \log(\alpha) \quad (3.8)$$

Nous avons vu précédemment que la réponse d’une suite d’impulsions détectées par l’instrument de mesure RF en impulsion est un sinus cardinal, voir Figure 3.2.

L'énergie totale dans le spectre est donc proportionnelle au rapport cyclique qui est donné comme étant le quotient de la largeur de l'impulsion par la période [57] [58] [59].

Cette énergie est répartie sur toutes les raies. Le fait d'avoir un signal RF en impulsions induit une perte de puissance de la raie centrale qui est donnée par l'amplitude carrée du coefficient de Fourier $|C_0|$. La perte de dynamique de la raie centrale causée par les impulsions en comparaison avec une excitation continue est donc :

$$Perte_{dynamique} = 10 \cdot \log \left(\frac{|C_0|^2}{A^2} \right) = 20 \cdot \log(\alpha) \quad (3.9)$$

3.3 Différentes techniques pour la mesure en impulsion

Différentes méthodes sont utilisées pour reconstituer les signaux RF en impulsions. Les limitations de ces méthodes seront mises en évidence pour ensuite être comparées aux critères de performances de mesure qui sont nécessaires à nos applications.

Nous avons expliqué dans le chapitre 2 l'intérêt d'avoir une grande dynamique de mesure. Pour réduire le problème de la perte de dynamique dans le système de mesure avec des signaux en impulsions, il serait théoriquement souhaitable d'utiliser tout le spectre de l'impulsion pour obtenir une précision de mesure plus élevée. En pratique, cependant, il n'est pas possible d'acquérir le spectre complet en raison de la limitation de la bande passante du NVNA utilisé. Néanmoins en faisant l'acquisition du spectre dans une bande assez large, on peut améliorer la précision de mesure.

3.3.1 Méthode dite large bande

Le principe de détection du signal RF en impulsions avec la méthode dite « large bande » est basée sur la récupération d'un maximum de raies spectrales, comme on peut le voir sur la Figure 3.3. Cette option existait dans certains ARV tel que le Hewlett-Packard 85108 avec un circuit de traitement analogique. Cette même méthode est applicable à l'Agilent PNA (Precision Network Analyser).

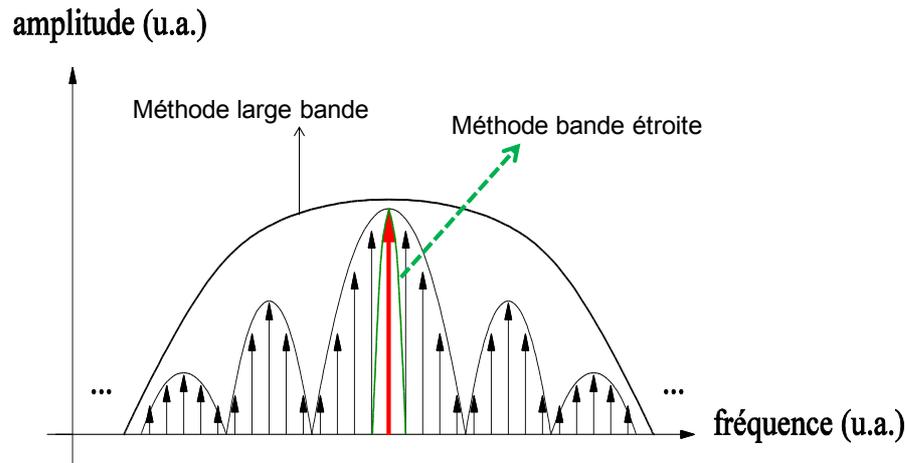


FIGURE 3.3 – Détection large bande et bande étroite

Cette méthode présente néanmoins des pertes de dynamique, elle nécessite une importante bande passante IF et elle limite la durée minimale des impulsions à environ 1 microseconde.

Pour améliorer cette dynamique, nous pouvons appliquer le théorème de Parseval, qui nous permet de considérer que la puissance totale moyenne du signal $R(t)$ est la somme de la puissance moyenne pour chaque composante harmonique :

$$\frac{1}{T} \int_0^T |R(t)|^2 dt = \sum_{-\infty}^{+\infty} |C_n|^2 = C_0 + 2 \sum_1^{+\infty} |C_n|^2 \quad (3.10)$$

En appliquant le théorème de Parseval, Seok Joo Doo [60] a montré que 90% de l'énergie existe dans le lobe central du sinus cardinal. Il s'agit donc d'un compromis qui se situe entre une méthode bande étroite et une méthode large bande, et qui permet de récupérer une partie de la dynamique perdue.

3.3.2 Méthode dite bande étroite

Cette méthode est appelée bande étroite car le principe de la détection consiste à filtrer le spectre de la Figure 3.3 de manière à ne garder que la raie centrale. La flèche en pointillés montre la largeur de bande sélectionnée par le filtre. L'objectif est d'isoler la raie centrale, car en connaissant le rapport cyclique appliqué, on remonte à l'amplitude du signal qui est directement proportionnelle à ce rapport. Cette opération demande néanmoins de disposer de filtres passe-bande très sélectifs autour de la fréquence concernée [57], ce qui implique une contrainte sur la période de

réurrence T . Si le filtre est fixé par la technologie, une période minimale est imposée.

3.3.3 Méthode stroboscopique temporelle

Nous avons évoqué lors de la description des deux méthodes large bande et bande étroite les exigences et les limites des ces deux approches. Il est important de noter que les deux paramètres d'évaluation pour celles-ci restent la largeur de la bande IF utile et la perte de sensibilité. Les deux méthodes citées ci-dessus sont des méthodes de type fréquentielles.

L'approche stroboscopique temporelle originale de notre NVNA est illustrée sur la Figure 3.4. Pour comprendre son principe nous allons raisonner dans le domaine temporel. Nous représentons ici l'image IF d'un signal RF CW. Lorsque le signal RF est modulé par un rectangle le niveau du signal RF s'évanouit, mais il reste une cohérence de phase entre deux impulsions RF successives; c'est la cohérence du synthétiseur RF lui-même. Le signal IF va donc lui aussi s'évanouir, mais garder cette cohérence à condition que le signal d'échantillonnage RF soit maintenu.

Considérons maintenant l'échantillonnage ADC qui prélève et numérise l'information IF. Les instants temporels de cet échantillonnage sont matérialisés par les étoiles sur la Figure 3.4. Si une relation de phase est assurée entre le signal RF, le signal d'échantillonnage F_{LO} qui produit le signal IF et la fréquence de contrôle des ADC, alors la phase du premier échantillon de l'impulsion $N+1$ peut être exactement identique à celle du premier échantillon hors impulsion (donc non considéré) de l'impulsion N . Dans ces conditions, les échantillons des impulsions successives peuvent être remis bout à bout pour reformer un tableau qui serait identique à une table d'acquisition CW. Il est à noter que cette reconstitution de tableau peut se faire soit par post-traitement d'une acquisition continue avec une grande profondeur de mémoire, soit par l'utilisation d'ADC disposant d'une entrée *Gate* ou *trigger* qui active ou désactive le rangement en mémoire des échantillons [39].

Si nous raisonnons en terme d'énergie détectée, la quantité d'énergie détectée avec cette approche est la même que celle en CW, avec pour conséquence directe d'allonger le temps de mesure (il est multiplié généralement par l'inverse du rapport cyclique). L'approche stroboscopique pour les impulsions a été validée avec des rapports cycliques dépassant $\frac{1}{10000}$ sans perte de dynamique [61] [62] [63] [64].

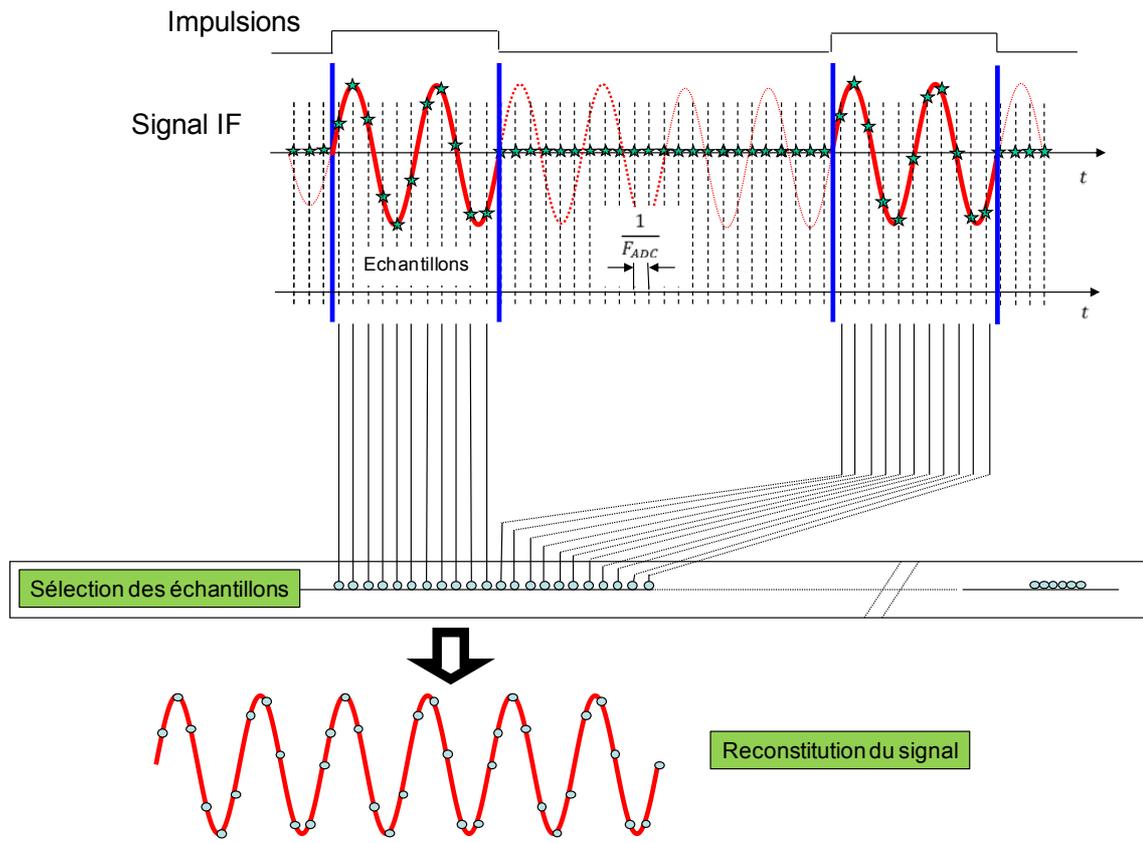


FIGURE 3.4 – Échantillonnage synchronisé de la fréquence intermédiaire

D'un point de vue pratique, le mode de mesure en impulsions associé au NVNA temporel est transparent pour l'utilisateur, car les données ADC sont traitées de la même manière que s'il s'agissait d'un mode CW. Ceci signifie notamment que le calibrage absolu du NVNA réalisé en mode CW peut être utilisé en mode d'impulsions de manière directe. Cependant, la mise en œuvre d'une telle approche demande plusieurs précautions, développées en [54], qui sont :

- Le bon réglage préalable de toutes les horloges, cf Figure 3.4
- La synchronisation des horloges

Pour arriver à ce résultat de manière souple et paramétrable, nous avons conçu une carte d'horloges décrite dans le paragraphe suivant.

3.3.3.1 La carte d'horloge dédiée

Cette carte, dont le schéma est proposé dans Figure 3.5, se rajoute sur la pile de cartes PC104 du processeur embarqué du LSNA. Elle utilise des compteurs/diviseurs binaires sur 16 bits, qui supportent des horloges jusqu'à 50 MHz. Grâce à cette carte il est possible de piloter la fréquence d'échantillonnage des ADC soit à partir d'un

10 MHz de référence, soit jusqu'à 25 MHz à partir d'un deuxième FracN dédié.

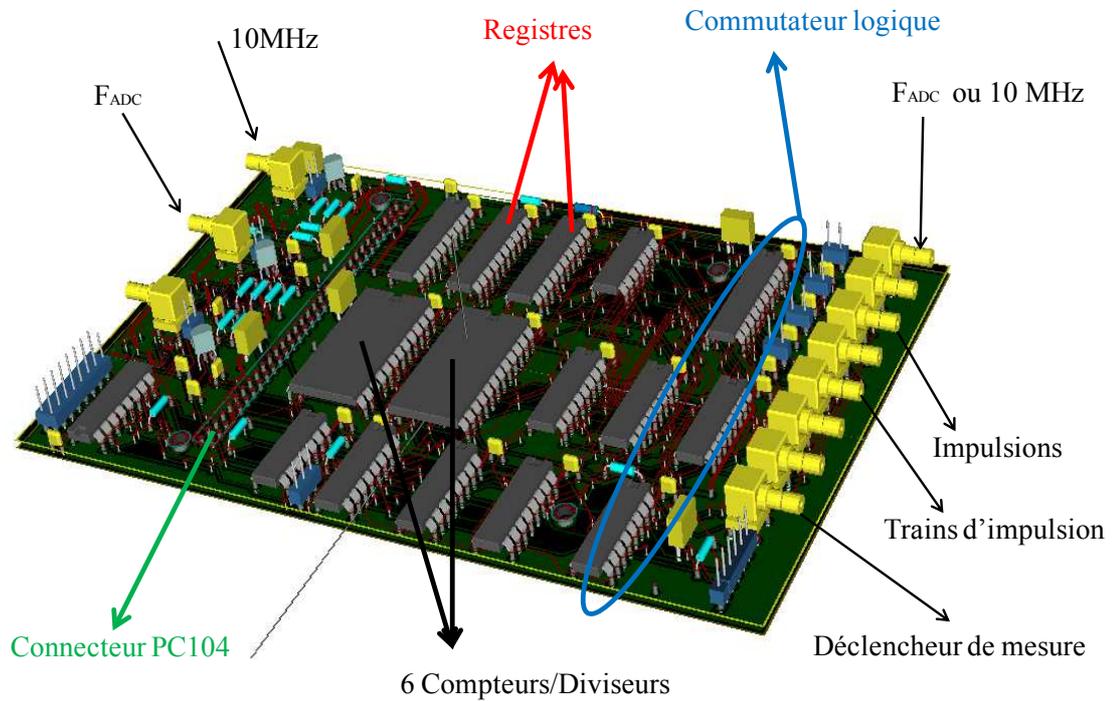


FIGURE 3.5 – La carte d'horloge pour les impulsions du LSNA

3.3.3.2 Le mode d'impulsions de la carte ADC Spectrum

La carte Spectrum (ADC) dispose d'un mode d'acquisition en impulsions qui fonctionne avec une option appelée « Multiple Recording ». Ce mode permet de déclencher les enregistrements multiples de données suite à des événements de déclenchement. Donc pour faire fonctionner ce mode d'acquisition il faut fournir un *trigger* de déclenchement des acquisitions synchronisé avec une horloge d'échantillonnage. Ce déclenchement sera assuré grâce à la carte dédiée aux impulsions.

La mémoire interne de la carte ADC est divisée en plusieurs segments de même taille. Chacun d'eux est rempli par des données si un événement de déclenchement se produit [39] Figure 3.6. Pour cela il faut configurer la carte Spectrum avec un mode appelé "*Trigger Externe*". De plus il faut définir le nombre d'échantillons mesurés par la carte Spectrum à chaque front montant du *trigger*. Évidemment, afin d'assurer le bon remplissage du tableau d'acquisitions, nous devons piloter cette horloge de manière synchrone au reste du banc, ceci est réalisé avec le deuxième FracN.

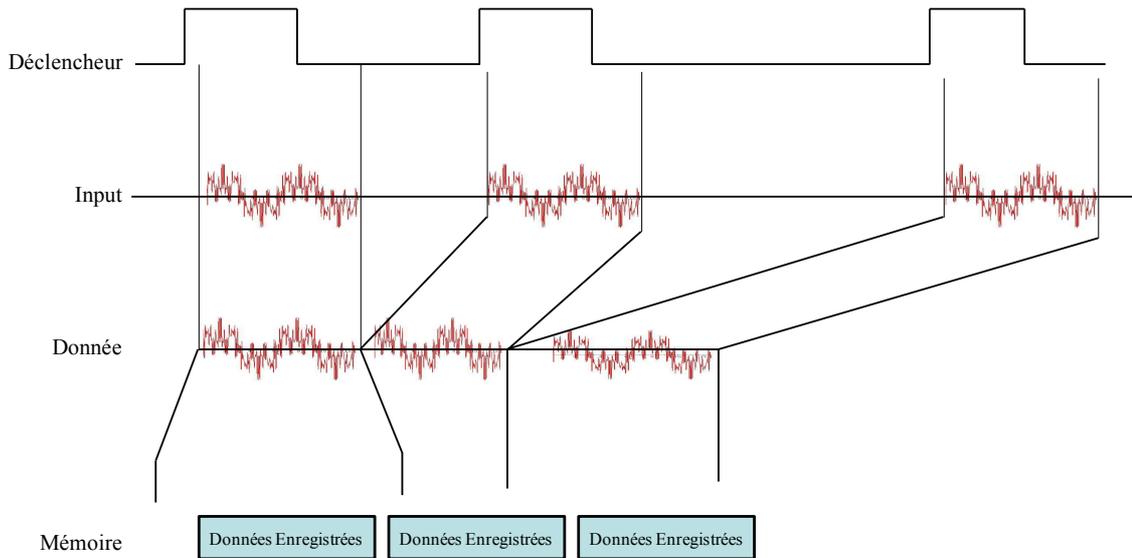


FIGURE 3.6 – L’option « multiples enregistrements » de la carte ADC Spectrum

3.4 Mise en place de la méthode impulsionnelle stroboscopique

La Figure 3.7 présente l’architecture d’horloges de notre LSNA amélioré pour les mesures en impulsions. Nous avons choisi d’utiliser deux circuits de type FracN, car ils peuvent être référencés par le 10 MHz fourni par la source RF. De plus, ces circuits sont extrêmement précis (48 bits) et stables.

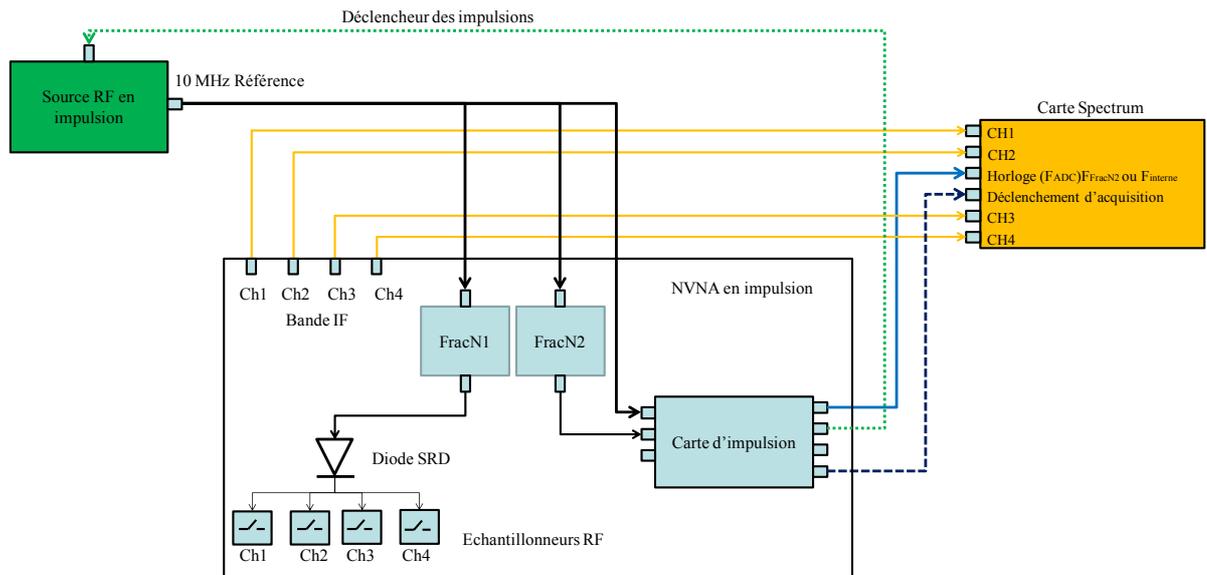


FIGURE 3.7 – Schéma simplifié du NVNA avec génération des impulsions

Le banc Load-Pull temporel en impulsions utilise largement la gestion de

banc PIV mise au point à XLIM [65] [24] [15] [66] [67]. Nous réutilisons donc ici les générateurs d'impulsions et l'oscilloscope déjà décrits dans la Figure 1.9, le déclenchement de cet ensemble est effectué à l'aide de la carte d'horloge rajoutée dans le LSNA. La Figure 3.8 présente un schéma complet de l'ensemble constitué.

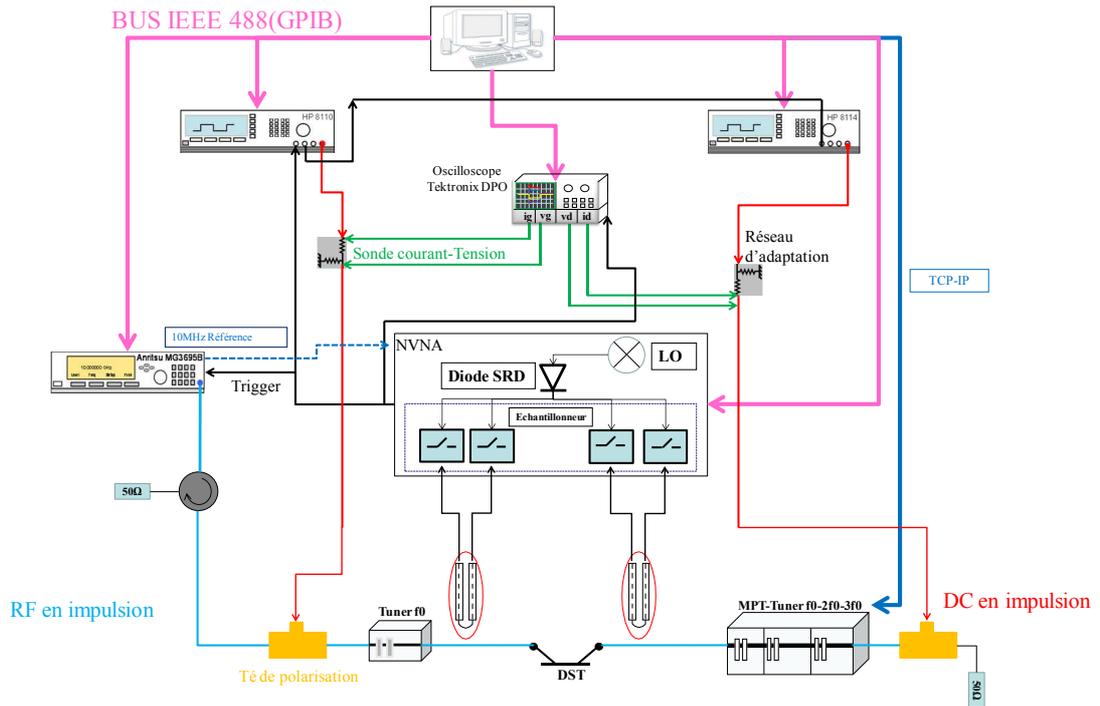


FIGURE 3.8 – Le banc Load-Pull temporel en impulsions

Dans notre approche stroboscopique du mode d'impulsions du NVNA, il faudra toujours être capable de reconstituer le signal RF complet. Pour cela, le point clef reste la période des impulsions qui doit être très précise, et le nombre d'échantillons ADC prélevés durant chaque mesure en impulsion doit être un diviseur de la taille complète du tableau d'acquisition qui sera traité par FFT. Ainsi les calculs d'horloges ne sont pas effectués avec des nombres réels, mais avec des nombres entiers de périodes d'horloges, de cette manière les ratios numériques entiers réalisés pour calculer les paramètres tombent parfaitement juste.

3.4.1 Modes d'impulsions complexes

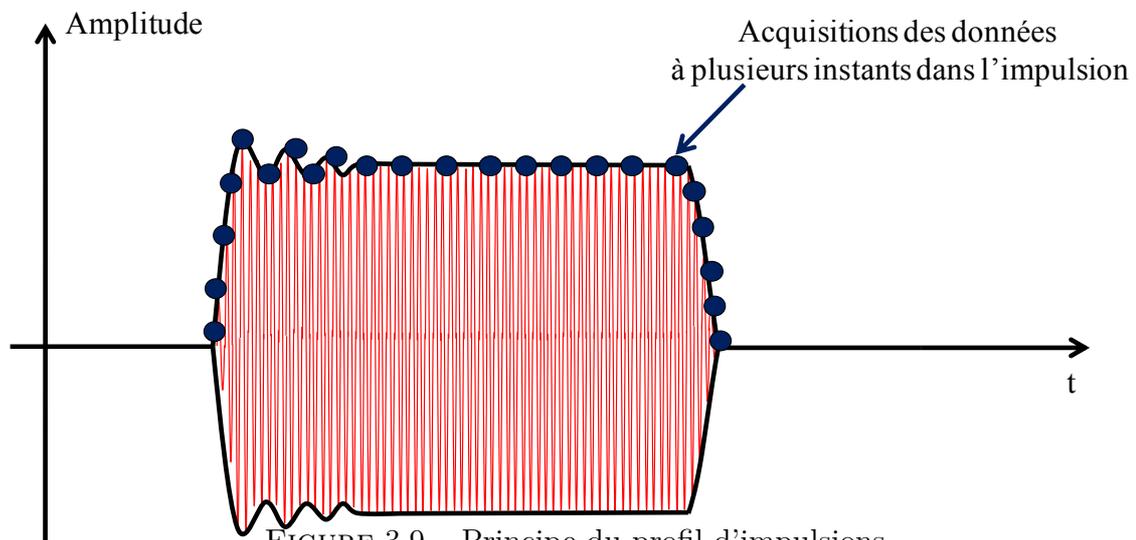
Nous avons vu l'intérêt de mesurer les formes d'ondes temporelles et les ondes de puissance en impulsions, en couplant éventuellement les impulsions et la mesure RF

avec le système PIV. Le très intéressant fonctionnement du NVNA en impulsions sans perte dynamique a ouvert les voies vers des extensions que nous avons développées durant nos travaux de thèse et qui sont présentées ici.

La première extension proposée consiste à réaliser des profils de caractéristiques le long des impulsions en déplaçant la fenêtre de mesure. L'autre extension mise en place permet d'effectuer des mesures de trains d'impulsions.

3.4.1.1 Le profil d'impulsions

Le principe de mesure du profil d'impulsion est présenté sur la Figure 3.9. Généralement cette mesure sert à afficher l'évolution de l'amplitude et la phase du coefficient de transmission (S_{21}) des DUT en fonction du temps durant des impulsions d'excitations, mais tout autre paramètre accessible par des mesures NVNA peut être tracé en fonction du temps dans l'impulsion. Évidemment, les impulsions doivent être assez longues comparativement à la fenêtre minimale d'acquisition du NVNA. Le LSNA a une fenêtre de mesure minimale de 800 ns, tandis que le SWAP-X402 a une fenêtre de mesure RF minimale de 50 ns.



En pratique, la description du profil d'un paramètre durant l'impulsion est réalisée en faisant une série de mesures NVNA en décalant progressivement un retard de mesure NVNA par rapport à l'impulsion d'excitation. Ce retard sera généré avec précision par la carte d'horloge (Figure 3.5) comme un nombre entier de fois la période d'acquisition des ADC. Grâce à cette possibilité on peut

déplacer la fenêtre de mesure à l'intérieur de l'impulsion RF Figure 3.10. Sur cette figure, n correspond au nombre d'échantillons pris dans l'impulsion par les ADC. La distance entre deux échantillons est définie par la période d'échantillonnage T_{ADC} .

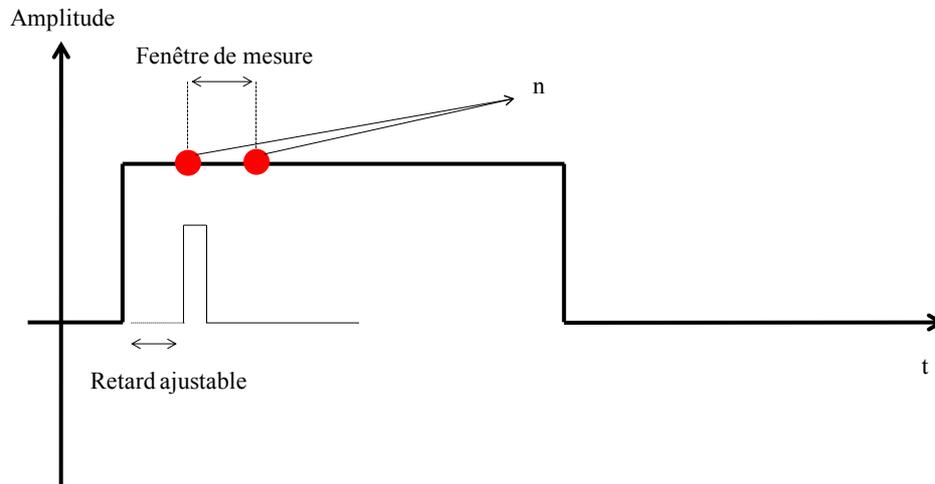


FIGURE 3.10 – Retard ajustable pour la mesure de profil d'impulsions.

3.4.1.2 Les trains d'impulsions

Les effets de mémoire dans les nouveaux transistors de puissance sont aujourd'hui l'un des points les plus critiques pour les concepteurs d'amplificateurs de puissance. Dans le cas particulier des RADAR ou de certaines modulations, l'excitation du système est réalisée par trains d'impulsions répétitifs, par exemple 10 impulsions successives suivies d'une période d'arrêt. Ainsi, lorsque la première impulsion d'un train arrive, l'amplificateur de puissance a eu le temps de refroidir un peu. Il s'échauffe durant la première impulsion, et il arrive à la deuxième impulsion du train un peu plus chaud par rapport à la première. Et ainsi de suite.

Par conséquent, la mémoire lente associée aux effets thermiques fait que les caractéristiques du transistor ont changé d'une impulsion à l'autre. De la même manière, les états de pièges pourront changer d'une impulsion à l'autre dans un train répétitif. Ce comportement est très critique dans les applications RADAR, avec une baisse de gain et des rotations de phase d'une impulsion à l'autre.

La mesure « pulse à pulse » des impulsions RADAR reste difficile à faire, mais notre NVNA équipé de sa carte d'horloge va pouvoir y parvenir, en conservant toute sa dynamique de mesure. En fait, il va nous être possible de sélectionner une

impulsion particulière du train et d'y effectuer toutes les mesures souhaitées, et de faire de même pour toutes les impulsions que nous souhaitons considérer.

Notre carte d'horloge est capable de synthétiser un train d'impulsion. La durée et la période des impulsions, le nombre d'impulsions d'un train et la période totale du train sont réglables à l'aide de cette carte. Notre carte fournit le *trigger* qui déclenche le synthétiseur RF et/ou le système PIV avec des trains d'impulsions, et elle fournit aussi le signal de *trigger* qui déclenche la mesure NVNA (et éventuellement la mesure PIV). Ce dernier signal peut être retardé de manière à positionner la mesure dans l'impulsion que l'on souhaite du train d'impulsions.

La Figure 3.11 montre un exemple de mesure dans un train d'impulsions. Sur cette figure nous avons un train d'impulsion qui est composé de trois impulsions, ces impulsions sont caractérisées par une largeur d'impulsion, une période d'impulsion et une période de train d'impulsion. Nous présentons également le déclencheur d'acquisition, grâce à ce dernier nous positionnons l'instant de mesure. La durée de mesure est réglée par le nombre d'échantillons ADC stockés (comme en mode d'impulsions simple).

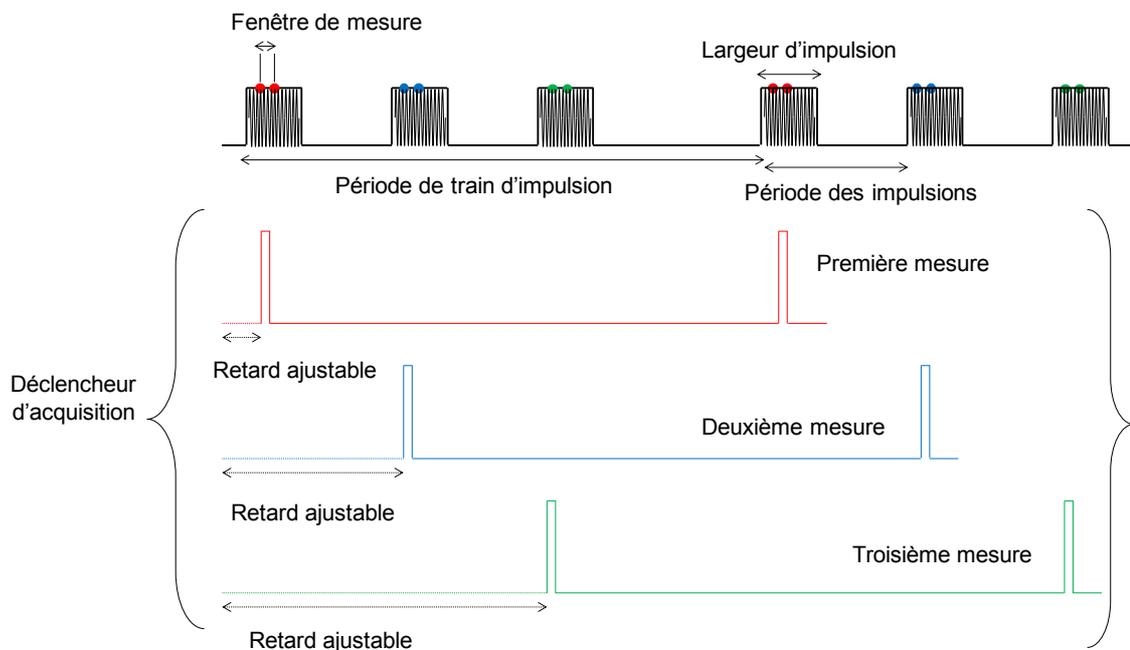


FIGURE 3.11 – Principe de mesure pour la caractérisation en mode de train d'impulsions.

La Figure 3.12 montre comment nous reconstituons un signal en mode train

d'impulsion. Sur cette Figure nous présentons un train d'impulsion constitué de deux impulsions. Nous supposons que la mesure est effectuée lors de la deuxième impulsion du train. Sur cet exemple, six échantillons sont prélevés par les ADC au cours de la deuxième impulsion du train. Le principe de la reconstitution du signal dans la bande IF avec ce mode est très similaire au principe expliqué dans la partie 3.3.3, la seule différence dans ce mode d'excitation est la période du train d'impulsion.

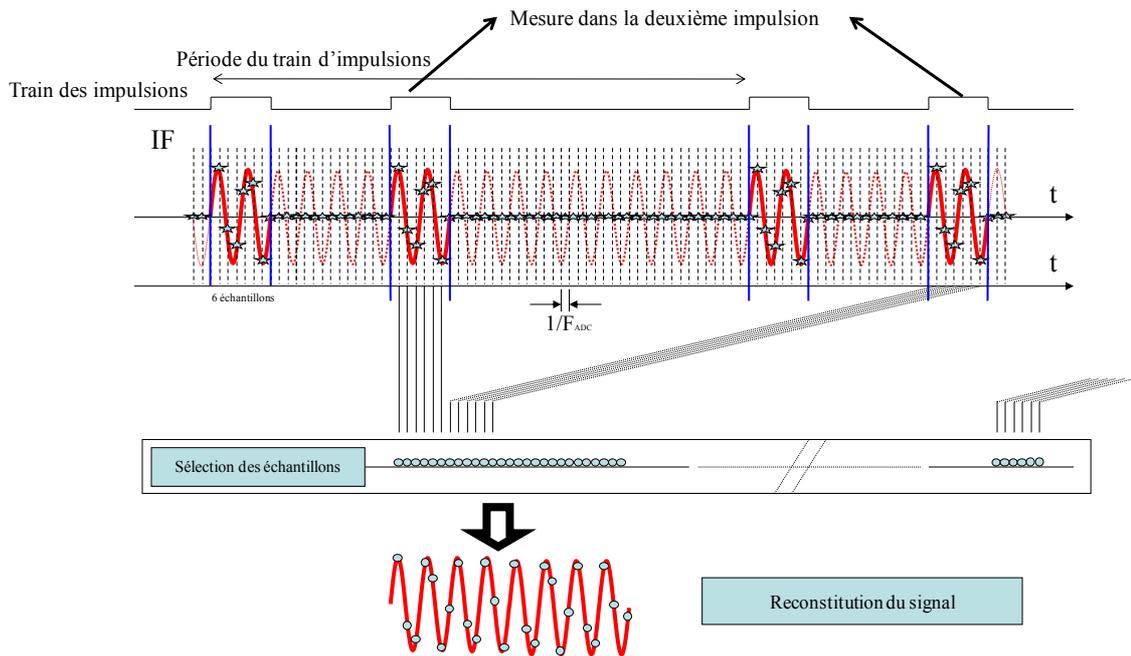


FIGURE 3.12 – Reconstitution du signal numérisé en mode de train d'impulsions

La Figure 3.13 montre un schéma simplifié des horloges, compteur et portes logiques utilisées pour le mode train d'impulsion, avec les signaux logiques résultants. Nous observons bien les étapes successives de la génération d'un train d'impulsions répétitif à partir d'un signal d'impulsion répétitif simple et de compteurs digitaux successifs. Ces sorties vont piloter le modulateur de la source RF, la partie acquisition (ADC et PIV) et enfin la partie excitation PIV. En particulier, l'horloge qui sort du compteur C4 « DPT » (*Delayed Pulse Trigger*) permet de positionner les mesures NVNA à n'importe quelle position du train d'impulsion. Ce signal peut également déclencher l'acquisition pour la partie PIV afin d'assurer la mesure I(V) en même temps que la mesure NVNA.

Un exemple de réglage des différentes horloges et des différents compteurs pour un tel mode de mesure est donné dans le tableau 3.1. Grâce à cette architecture

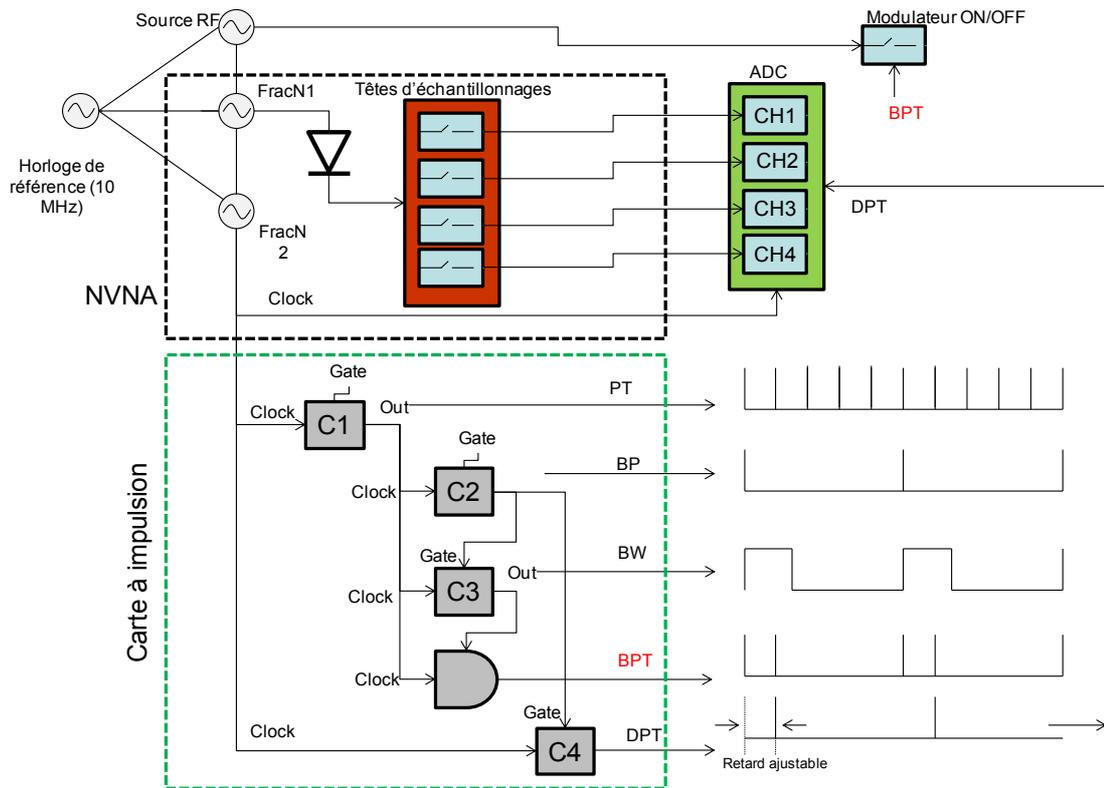


FIGURE 3.13 – Schéma interne du NVNA pour le mode train d'impulsion.

originale, et grâce aux calculs exacts de toutes les fréquences [54], notre approche offre de possibilités de caractérisation de trains d'impulsions sans pertes dynamique.

$F_0(RF)$	2 GHz	3 GHz	4 GHz
Nombre d'harmoniques	10	6	5
Largeur d'impulsions	1 μs	1 μs	1 μs
Période d'impulsions	10 μs	10 μs	10 μs
Période du train d'impulsions désirée	100 μs	100 μs	100 μs
Taille de la FFT	16384	65536	16384
Nombre d'échantillons (n)	4	4	4
F_{ADC}	12,8 MHz	19,2 MHz	12,8 MHz
F_{FracN}	19,999 MHz	19,998 MHz	19,999 MHz
F_{IF}	100 KHz...1 MHz	300 KHz...1,8 MHz	200 KHz...1 MHz
Période du train d'impulsions calculée	100,312 μs	100,2 μs	100,312 μs

TABLE 3.1 – Exemples des configurations pour le mode train d'impulsions.

3.5 Résultats des mesures en impulsions

Après avoir présenté les principes des mesures de formes d'ondes temporelles en impulsions et des modes plus complexes d'impulsions, nous allons dans cette partie présenter un certain nombre de résultats démontrant les capacités de notre approche pour mieux comprendre le fonctionnement des transistors de puissance.

3.5.1 Mise en évidence des effets de pièges

Le transistor choisi pour cette mesure est un composant issu de la fonderie Alcatel-Thalès III-V Lab, il est de type AlGaN/GaN avec 2 mm de développement de grille et avec une topologie circulaire. La fréquence fondamentale est $F_0=2$ GHz et 8 fréquences harmoniques ont été mesurées jusqu'à 18 GHz. Ce composant est mesuré en impulsions I(V) et RF. Les impulsions RF et DC ont une durée de 1 μs et un rapport cyclique de 10%.

La polarisation en impulsions est réglée de la manière suivante (Figure 3.14) :

- Polarisation de grille au repos (hors impulsion) $V_{GS0}=-8$ V = V_P
- Polarisation de grille dans l'impulsion $V_{GSi}=-7,5$ V pour toutes les mesures
- Polarisation de drain au repos (hors impulsion) : plusieurs valeurs sont considérées $V_{DS0}=0$ V, 10 V, 25 V et 45 V
- Polarisation de drain dans l'impulsion V_{DSi} toujours égale à 25 V
- Le courant de drain hors impulsion est toujours nul (puissance dissipée nulle)
- Le courant de drain dans l'impulsion I_{DSi} est égal à 200 mA.

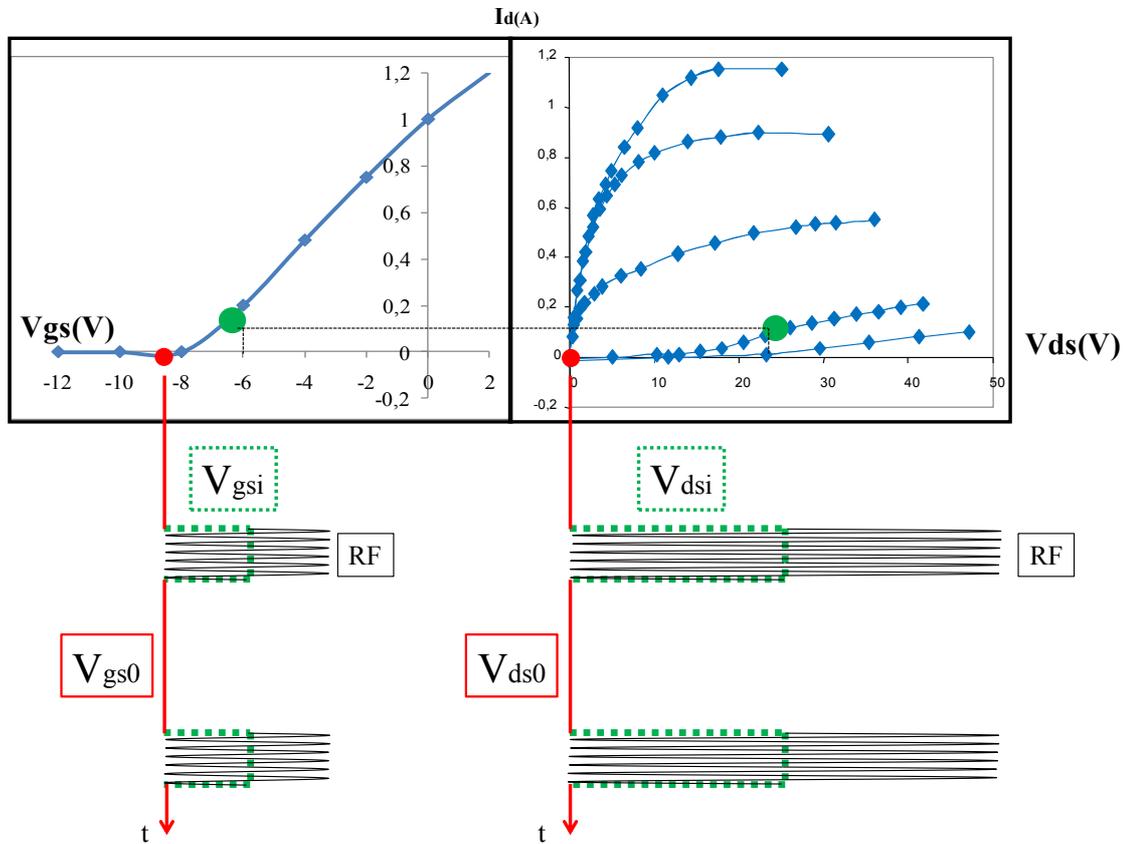


FIGURE 3.14 – Configuration des impulsions I(V) pour la mesure LPT, ici avec $V_{DS0}=0$ V

Les impédances mesurées respectivement à la fréquence fondamentale et aux quatre premières fréquences harmoniques sont données ci-après. Les valeurs de ces impédances ne représentent pas des valeurs optimales, ni en terme de puissance de sortie, ni en terme de rendement en puissance ajoutée.

- $\Gamma_{Load_{f_0}} = 0,2 \cdot e^{j83^\circ}$
- $\Gamma_{Load_{2f_0}} = 0,14 \cdot e^{-j137^\circ}$
- $\Gamma_{Load_{3f_0}} = 0,23 \cdot e^{-j130^\circ}$
- $\Gamma_{Load_{4f_0}} = 0,2 \cdot e^{j3^\circ}$
- $\Gamma_{Load_{5f_0}} = 0,12 \cdot e^{j175^\circ}$

Sur la Figure 3.15, nous remarquons une différence d'excursion des cycles de charges pour chaque polarisation de repos pour toujours un même niveau de compression de gain en puissance de 4 dB. Cela implique que la différence de polarisation de repos pour une même polarisation instantanée $V_{Dsi} = 25$ V engendre une différence sur la puissance de sortie. Ces effets sont imputables aux phénomènes

de pièges présents dans le transistor, car l'état thermique est le même pour toutes les courbes (polarisation de repos à puissance dissipée nulle).

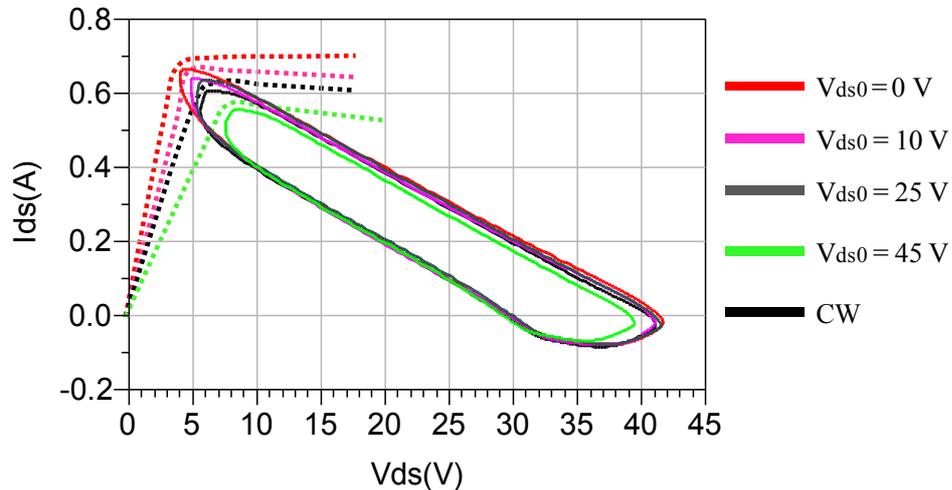


FIGURE 3.15 – Cycles de charge à 2 GHz d'un HEMT AlGaIn soumis à 4 dB de compression de gain pour différents V_{DS0} , mesure en impulsion avec une largeur d'impulsion de $10 \mu s$, période $100 \mu s$

Les deux graphes suivants Figures 3.16 et 3.17 présentent l'évolution du rendement en puissance ajoutée et de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour ce même transistor avec les mêmes conditions de mesure. On peut constater que ces deux graphiques sont cohérents avec les cycles de charges obtenus Figure 3.15 (excursion de cycle maximum implique puissance de sortie maximum).

La superposition de ces cycles de charges de sortie permet de voir la présence importante des effets des pièges de ce transistor, car la mémoire associée à V_{DS0} est le seul paramètre qui a changé d'une courbe à l'autre, nous avons pris grand soin d'avoir les mêmes états thermiques pour ces comparaisons. Nous notons que la mesure en CW (pratiquée à $V_{DS} = 25$ Volts) est bien superposée à la mesure en impulsions avec $V_{DS0} = 25$ Volts. Cette méthode de mesure RF grand signal en impulsions a permis de séparer les effets de pièges des effets thermiques.

3.5.2 Mesure de profil d'impulsions

Nous avons vu dans la partie 3.5.1 la mise en évidence des effets de pièges dans les transistors à base de GaN. Nous proposons ici d'autres mesures comparatives

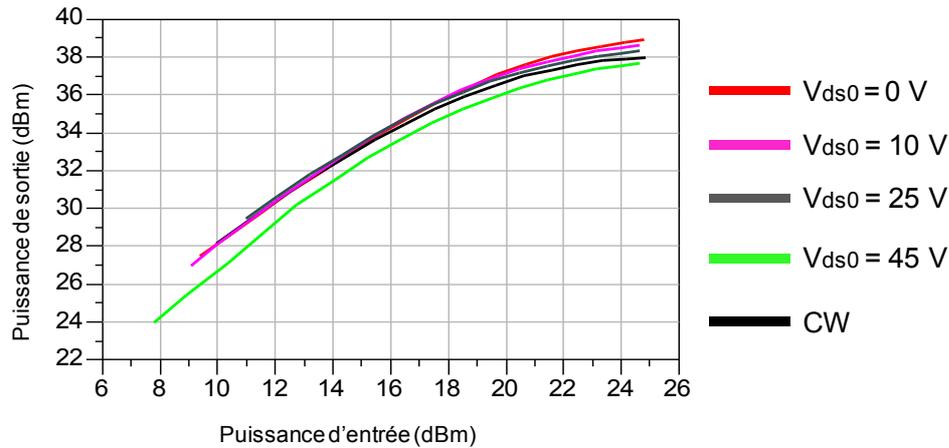


FIGURE 3.16 – Puissance de sortie à la fréquence fondamentale pour différents V_{DS0} , mesure en impulsion avec une largeur d'impulsion de $10 \mu s$, période $100 \mu s$

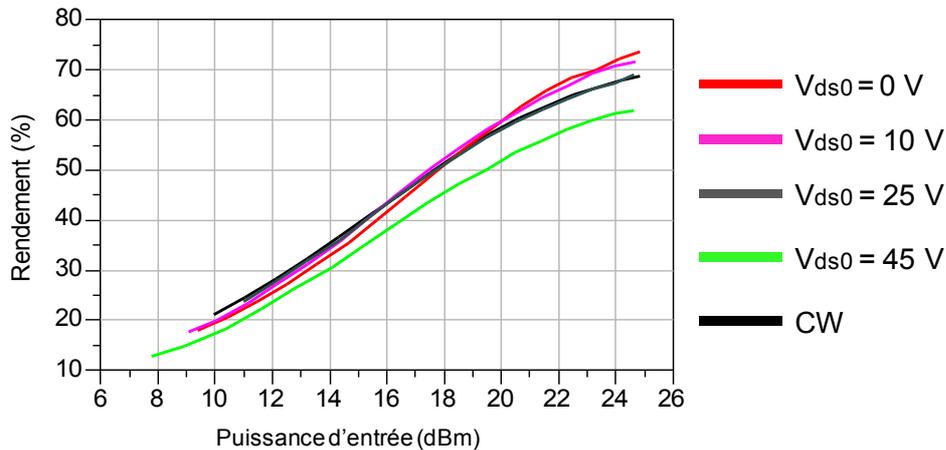


FIGURE 3.17 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) pour différents V_{DS0} , mesure en impulsion avec une largeur d'impulsion de $10 \mu s$, période $100 \mu s$

destinées aussi à mettre en évidence le comportement des effets de pièges en cherchant encore à garder le comportement thermique inchangé.

La méthode de mesure par profil d'impulsions utilisée maintenant permet une estimation des constantes de temps relatives aux pièges. Dans cet objectif, nous avons choisi 2 polarisations correspondant à des états très différents du transistor : ($V_{DS0}=0$ V) et ($V_{DS0}=40$ V), avec un $V_{GS0}=-4,5$ V = V_P inchangé. Le remplissage des pièges est beaucoup plus important lors de l'application d'une polarisation de repos élevée ($V_{DS0}=40$ V) que pour $V_{DS0}=0$ V.

Le composant utilisé pour ces mesures provient de la fonderie TIGER, c'est un transistor circulaire d'un développement de grille de 1 mm. Pour toutes les mesures,

les niveaux d'impulsions instantanés sont fixés à $V_{DSi}=25$ V et $V_{GSi}=-3$ V avec une largeur d'impulsion de $20 \mu s$ et une période de 1 ms. La fréquence fondamentale est 2 GHz et huit fréquences harmoniques ont été mesurées jusqu'à 18 GHz. Les mesures suivantes ont été réalisées sous une impédance de charge de 50Ω à toutes les fréquences sans optimiser ni le gain ni le rendement en puissance ajoutée. Nous avons effectué des mesures à deux niveaux de compression différents, 6 dB et 10 dB, de manière à avoir un comportement fortement non linéaire du composant. Nous allons donc comparer 4 mesures différentes (2 valeurs de V_{DS0} et 2 niveaux de compression).

Dans ces configurations, le transistor ne chauffe pas en dehors des impulsions. Ceci a pour intérêt de mettre en évidence les pièges de drain (drain lag), car le seul paramètre différenciant les 2 configurations à niveau de compression identiques est le point de polarisation de repos V_{DS0} . Les Figures 3.18 et 3.19 représentent respectivement le gain et la phase pour les quatre mesures.

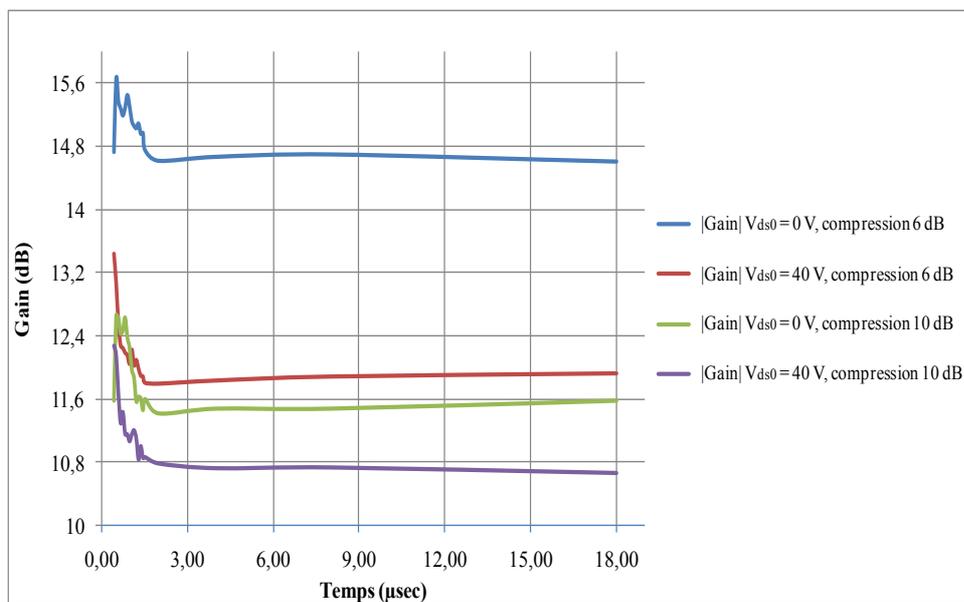


FIGURE 3.18 – Profil du gain au cours de l'impulsion

On observe que le module du gain et sa phase évoluent au cours de l'impulsion, ce qui correspond à l'action de deux phénomènes : le changement de température du composant (supposé identique pour ces 4 mesures) et le changement des états de pièges. Les caractéristiques du transistor deviennent plus stables au bout de $4 \mu s$, ce qui indique que l'essentiel des effets de mémoire de capture sont d'une durée inférieure à cette valeur.

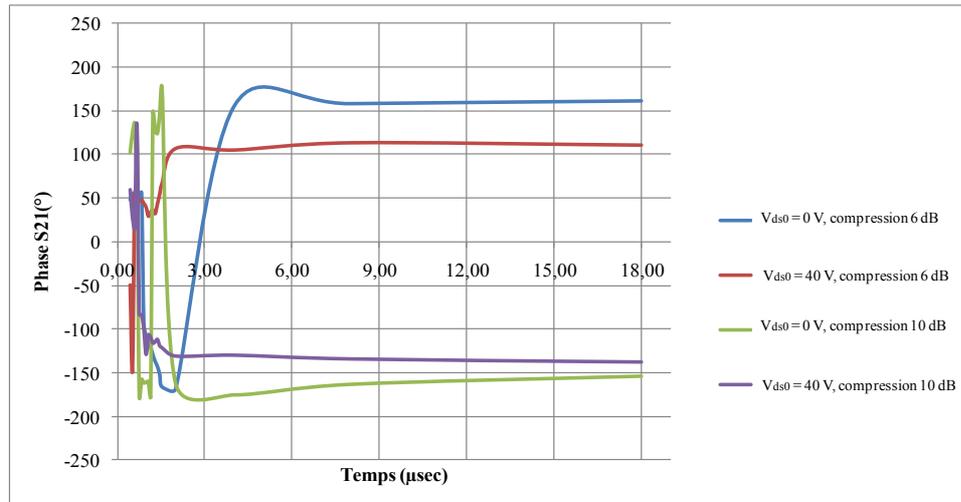


FIGURE 3.19 – Profil de la phase au cours de l'impulsion

L'observation de la Figure 3.18 montre que la courbe à $V_{DS0}=0$ V et 6 dB de compression est celle qui donne le gain le plus grand. Ceci s'explique par un remplissage moindre des pièges de cette mesure comparée aux autres. En effet, la tension $V_{DS0}=0$ V ne remplit pas les pièges de drain et l'excursion RF moins grande les remplit moins. Comme vu au chapitre 1, le remplissage des pièges réduit les performances des FET.

La comparaison des deux courbes à 10 dB de compression montre un écart de 0,8 dB (alors que les 2 courbes à 6 dB de compression ont un écart de 2,2 dB). Ceci s'explique ainsi : l'excursion RF à 10 dB remplit les pièges, et donc même si le point de départ était sans piège ($V_{DS0}=0$ V), il y a rapidement peu de différence entre les différentes courbes à 10 dB de compression.

Cette variation du gain complexe est très critique pour certaines applications et en particulier pour les RADAR. Nous notons que les mesures lors de la première microseconde manquent de précision car le LSNA a une fenêtre de mesure minimale trop grande d'environ 800 ns, et que d'importantes variations au sein du transistor au tout début de l'impulsion nous échappent donc.

Grâce à ces mesures de profil nous pouvons donc observer l'effet sur les performances RF de l'historique récent du transistor, et donc des mémoires lentes de notre DUT dont nous pouvons étudier la relaxation. Les nombreux paramètres à notre disposition (point de repos des impulsions, durée des impulsions, point d'impulsion, puissance d'excitation RF...) permettront de multiplier les

expérimentations de profils d'impulsions afin de mieux caractériser ces mémoires lentes.

3.5.3 Mesure de train d'impulsions

La partie 3.4.1.2 a proposé le principe des mesures avec le mode train d'impulsions. Nous proposons ici un exemple de telles mesures, effectuées sur un transistor HEMT AlGaIn/GaN fondu par Alcatel-Thalès III-V Lab avec une développement de grille de 0,8 mm. Pour toutes les mesures la fréquence fondamentale est égale à 4 GHz, et quatre fréquences harmoniques sont mesurées.

Suivant le principe de la Figure 3.11, nous appliquons un train d'impulsions sur le composant avec une largeur d'impulsion de 1 μs , une période d'impulsion de 10 μs et un période de train d'impulsion de 100 μs . Chaque train d'impulsions est constitué de trois impulsions.

La grille est polarisée en continu $V_{GS} = -5,9 V$, le drain est polarisé en impulsions avec un point de polarisation de repos de $V_{DS0} = 0 V$ et un point d'impulsion $V_{DSi} = 25 V$, le courant de drain vaut alors 380 mA. L'impédance de charge à la fréquence fondamentale est de $(27 - j \cdot 7)\Omega$, cette impédance correspond à l'impédance optimale de puissance, aucune optimisation n'a été effectuée aux fréquences harmoniques. Les balayages de puissance vont jusqu'à 4 dB de compression en gain de puissance.

Les mesures RF et DC peuvent être effectuées à tout moment dans le train, nous pourrions les réaliser dans n'importe quelle impulsion du train. Pour chaque mesure quatre échantillons ($n = 4$) seront récupérés par les ADC, la fréquence d'échantillonnage des ADC est de 12,8 MHz pour cette expérience ce qui correspond à un pas temporel entre deux échantillons de 78,125 ns. Cela signifie que la fenêtre de la mesure dans la bande IF est d'environ 234 ns, ceci nous permet de définir le rapport cyclique de la mesure qui est dans ce cas là de 0,234%.

Les Figures 3.20 et 3.21 représentent les formes d'ondes temporelles des tensions/courants à la sortie du composant. Ces formes d'ondes sont mesurées durant l'impulsion 1 et l'impulsions 3 de chaque train d'impulsions.

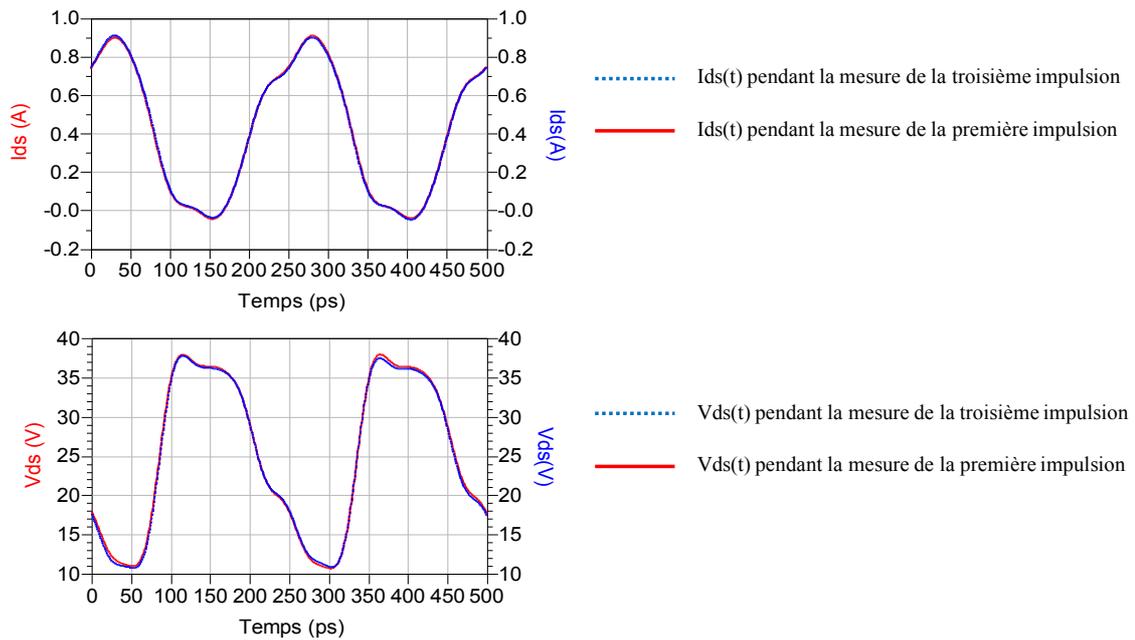


FIGURE 3.20 – Formes d’ondes temporelles des tensions/courants extrinsèques de drain à 4dB de compression

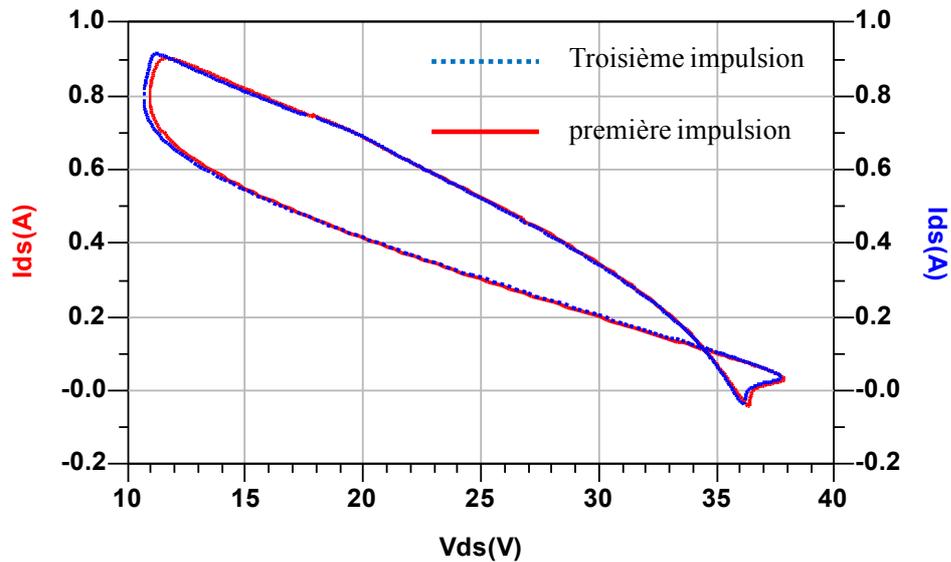


FIGURE 3.21 – Cycle de charge extrinsèque de drain à 4 dB de compression

Ce premier ensemble de mesures ne montre pas de différence notable entre les deux instants de mesure. Comme nous n’avons pas amené le transistor près de ses limites (l’amplitude de V_{ds} n’est pas très élevée, la puissance dissipée est encore faible), il ne présente que peu d’effets mémoires. Ce résultat est donc celui attendu, ce qui nous permet après ce test préliminaire de conclure à un bon comportement de notre approche. Ce résultat montre également que la précision de mesure ainsi

que la dynamique de mesure sont conservées.

Un test plus intéressant consiste à regarder l'évolution du module de gain et de sa phase à forte compression (4 dB). Comme ces paramètres sont d'une grande importance pour les applications RADAR, nous comparons le module du gain et sa phase lors de la première, la deuxième et la troisième impulsion du train. Les courbes 3.22 3.23 montrent respectivement l'évolution du module du gain et de sa phase au cours du temps, c'est-à-dire de manière discrète d'une impulsion à l'autre.

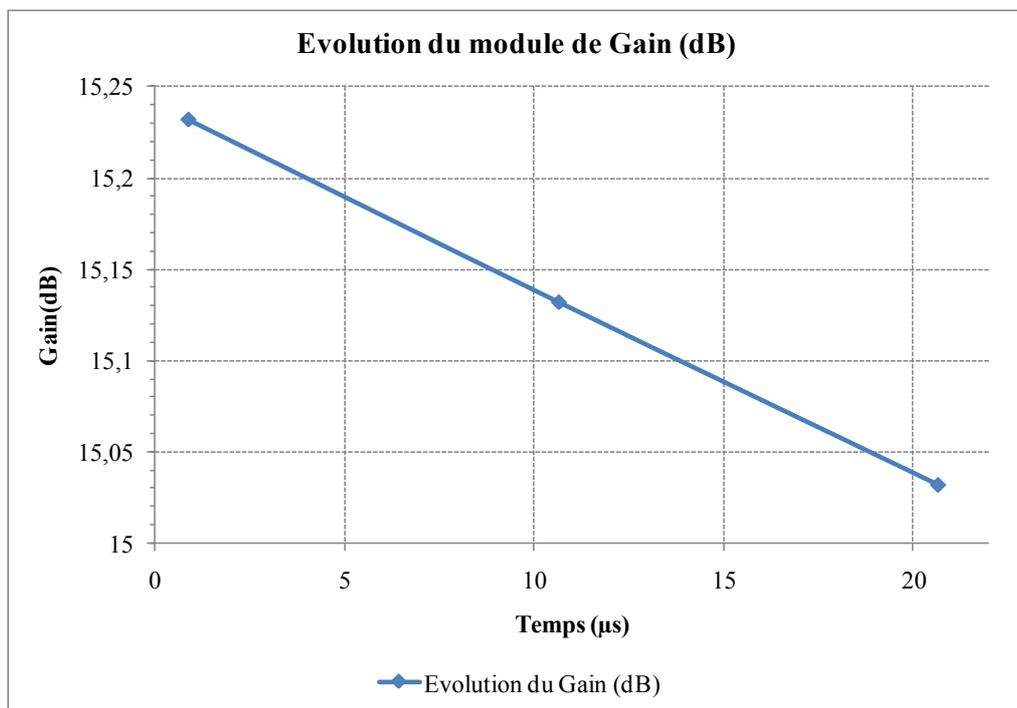


FIGURE 3.22 – Évolution de la module de gain après le passage de la première, deuxième et la troisième impulsion du train et à 4 dB de compression

A 4 dB de compression le transistor chauffe, et entre 2 impulsions successives du même train il n'a pas le temps de refroidir totalement. Donc d'une impulsion à l'autre du même train, la température augmente. De même, on peut envisager que les captures de pièges se cumulent d'une impulsion à l'autre du même train. La durée de repos entre 2 trains successifs permet de revenir à un état intermédiaire. Les conséquences sont une chute du gain de 0,2 dB et un écart de phase de 0,7 degrés entre la première et la troisième impulsion.

Ce mode original de trains d'impulsions du NVNA prouve ainsi son intérêt pour les application de type RADAR, et les résultats obtenus sont cohérents avec ceux

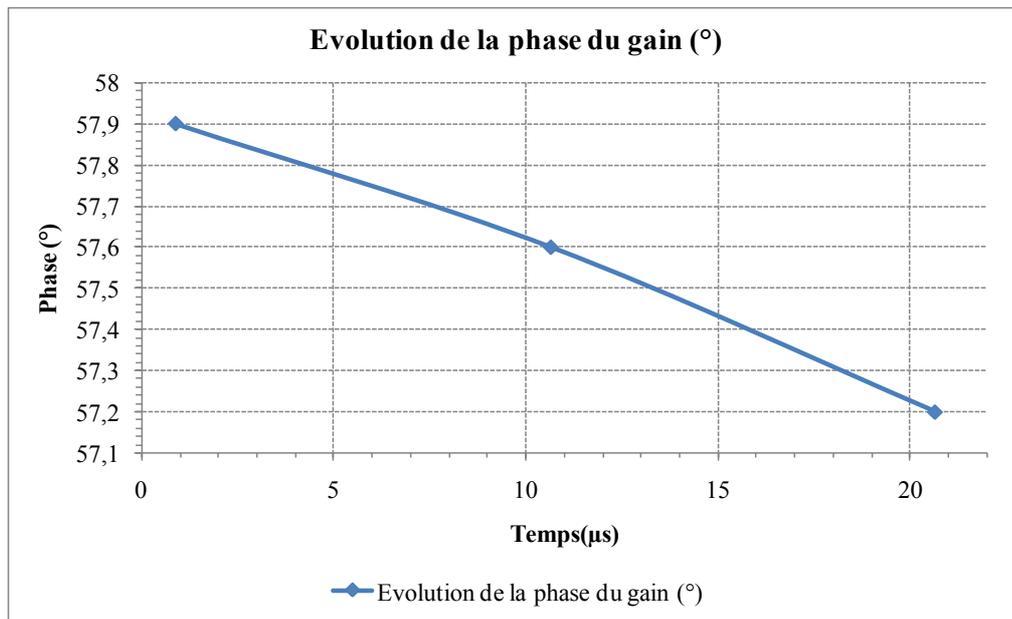


FIGURE 3.23 – Évolution de la phase de gain après le passage de la première, deuxième et la troisième impulsion du train et à 4 dB de compression

que donnent des simulations de type transitoire d’enveloppe utilisant des modèles thermiques ou de pièges des transistors.

3.5.4 Mesures LPT en impulsions sous polarisation continue d’un HEMT AlGaN/GaN

Nous proposons un ensemble de mesures de formes d’ondes en impulsions réalisées avec notre banc LPT. Le transistor $8 \times 75 \mu\text{m}$ AlGaN/GaN HEMT est dans un environnement optimisé pour le rendement en puissance ajoutée (charge optimale à la fréquence fondamentale $Z_{\text{load}} = 0,467 \cdot e^{j34,47^\circ}$, $Z_{\text{load}}(2f_0) \approx 50 \Omega$, $Z_{\text{load}}(3f_0) \approx 50 \Omega$). Il est polarisé en classe AB à $V_{DS}=30$ Volts, $I_{DS}=84$ mA de manière continue DC. La fréquence fondamentale est 6 GHz et 2 fréquences harmoniques sont considérées.

Nous allons effectuer un balayage en puissance ($P_{\text{out}}(P_{\text{in}})$) sur ce composant, et nous nous intéressons au courant de polarisation de drain, la Figure 3.24 montre l’évolution de ce courant au fur et à mesure de l’augmentation de la puissance RF injectée. La décroissance du courant est due à la capture des électrons par les pièges qui augmente au fur et à mesure que l’excursion de tension de grille et de drain

augmentent.

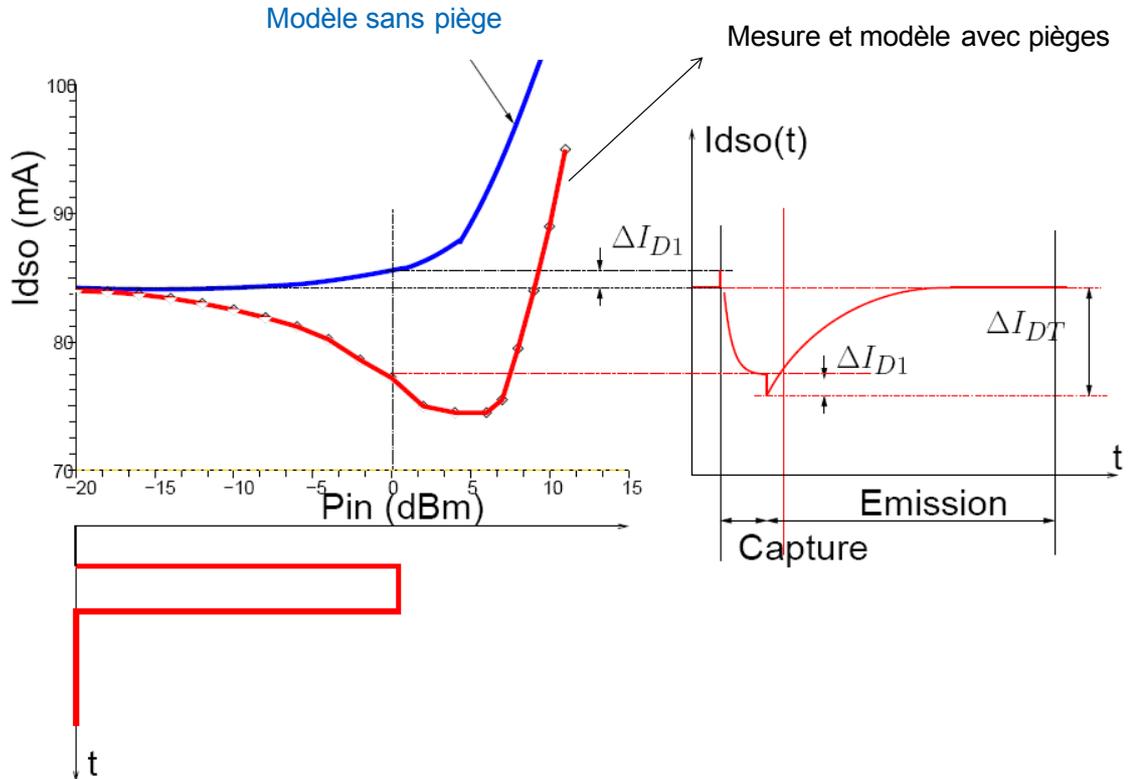


FIGURE 3.24 – Schéma explicatif sur la forme du courant de drain moyen obtenu après l’excitation des signaux RF en impulsion et polarisation continue.

Lors de notre expérience, la puissance RF est en impulsions et nous constatons sur le courant moyen de drain des formes transitoires dans l’impulsion et hors impulsion correspondant à la capture et l’émission d’électrons par les pièges. Par exemple, si la puissance d’entrée, en impulsion, est à 0 dBm, le courant diminue brutalement d’une valeur ΔI_{DT} , typiquement nous caractérisons la capture d’électrons par les pièges. A la fin de l’impulsion, lorsque la puissance RF est remise à l’état OFF, nous observons une discontinuité sur le courant moyen de drain ΔI_{D1} , discontinuité identique à celle que l’on retrouve au tout début de l’impulsion. Cette discontinuité est donc due à la puissance RF injectée lors du passage ON/OFF et lors du passage OFF/ON.

Par la suite, durant le temps du repos (temps compris entre deux impulsions), nous observons une longue discontinuité caractérisant la ré-émission des électrons par les pièges. Nous pouvons clairement voir à partir de la Figure 3.25, où la largeur d’impulsion vaut $80 \mu s$ et la période $800 \mu s$, que la constante d’émission

est ici de l'ordre de la milliseconde alors que la capture est bien inférieure à $10 \mu s$. A partir de cette même figure, nous pouvons aussi constater que le courant peut augmenter ou diminuer selon la puissance injectée dans le dispositif. Cependant, nous pouvons aisément faire le constat que plus la puissance d'entrée est élevée et plus les discontinuités dues aux pièges sont accentuées. Par conséquent, plus on augmente la puissance d'entrée, plus on active de pièges.

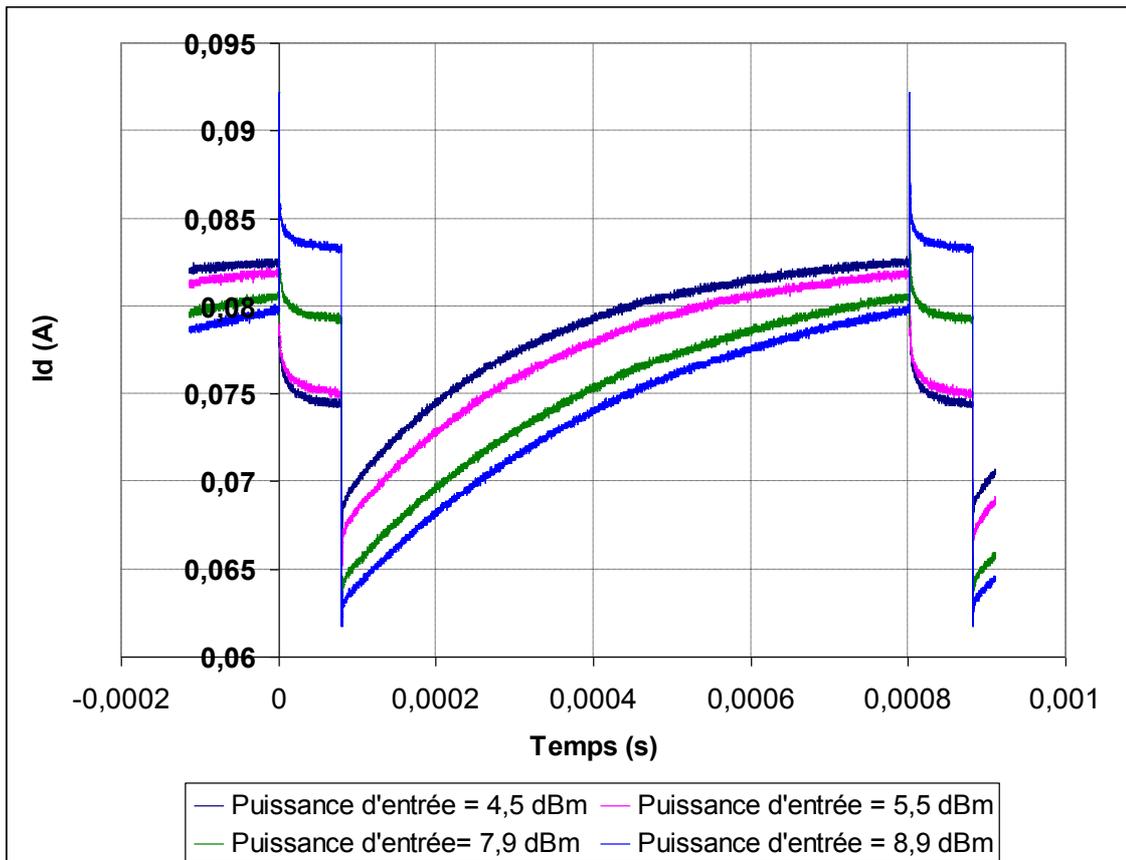


FIGURE 3.25 – Mesures du courant moyen de drain à différents niveaux de puissance RF en impulsions pour un transistor polarisé en continu. Largeur d'impulsion = $80 \mu s$, période = $800 \mu s$).

La deuxième expérience que nous avons effectuée consiste à fixer la puissance RF injectée dans le transistor ($P_{in} = 10,9$ dBm), fixer la période du signal ($P = 800 \mu s$) mais faire varier la largeur des impulsions ($5 \mu s$, $10 \mu s$, $90 \mu s$ et $150 \mu s$). Les résultats obtenus sont montrés à la Figure 3.26, nous constatons alors que l'influence de la largeur d'impulsion n'a aucune conséquence sur le delta en courant provoqué par les pièges ($\Delta_{I_{DT}}$), ainsi nous en déduisons que pour une durée de $5 \mu s$ les pièges remplis sont aussi nombreux que pour une durée d'impulsion de $150 \mu s$. Ainsi, ceci confirme bien le fait que les constantes de temps de capture dans les

HEMTs AlGa_N/Ga_N sont de l'ordre de la microseconde ou encore plus rapide.

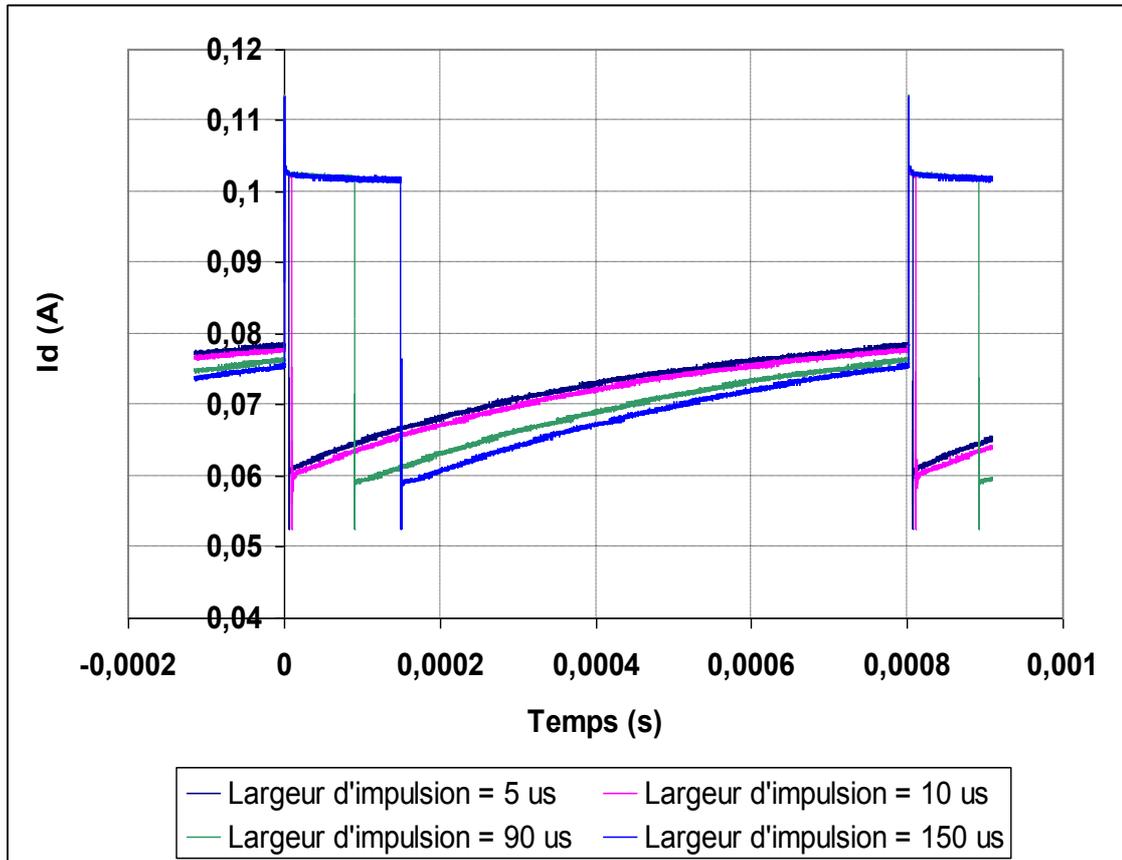


FIGURE 3.26 – Mesures du courant moyen de drain à différentes largeurs d'impulsion pour un seul niveau de puissance RF (Puissance RF = 10,9 dBm) (Période fixe 800 μ s).

Ces nouvelles expérimentations mettent en lumière les effets des pièges sur les applications RF en impulsions, ou comment un signal RF en impulsions peut remplir des pièges. Nous pensons véritablement que nous pouvons éliminer les effets thermiques sur les résultats obtenus car comme nous le montre la Figure 3.26, nous n'avons pas de différence sur l'amplitude des niveaux de courant moyen par rapport aux largeurs d'impulsions. Ainsi, nous en avons déduit que l'effet thermique ne joue aucun rôle dans les résultats obtenus, car plus on augmente la largeur d'impulsions et plus normalement on devrait augmenter la température dans le composant. Cette analyse est confirmée par le modèle électrothermique qui sera présenté dans la thèse de Guillaume Mouginot.

La même expérience à polarisation continue et RF en impulsions a été effectuée sur un amplificateur de puissance pour les applications RADAR et surtout pour

obtenir une puissance de sortie de 22 Watts à 2,9 GHz d'un HEMT AlGaIn/GaN en boîtier. Voici les conditions de mesure :

- fréquence fondamentale : 2.9 GHz ;
- nombre de fréquences harmoniques supplémentaires : 6 ;
- point de polarisation DC continu : $V_{GS0} = -2.6 V$, $V_{DS0} = 50 V$, $I_{DS0} = 3 mA$;
- impédance de charge à la fréquence fondamentale : $0,6 \cdot e^{j153^\circ} \Omega$;
- impédances de charge aux deux premières fréquences harmoniques : $\approx 50 \Omega$;
- réglages d'impulsions RF : 10 μs , période de 100 μs ;
- l'impédance de charge présentée à la fréquence fondamentale est exactement l'impédance optimale en terme de rendement en puissance ajoutée à une compression de gain donnée.

Les Figures 3.27, 3.28 présentent respectivement les formes d'ondes temporelles à la sortie de l'amplificateur de puissance, la puissance de sortie, le gain en puissance, le rendement en puissance ajoutée pour différentes puissances d'entrée.

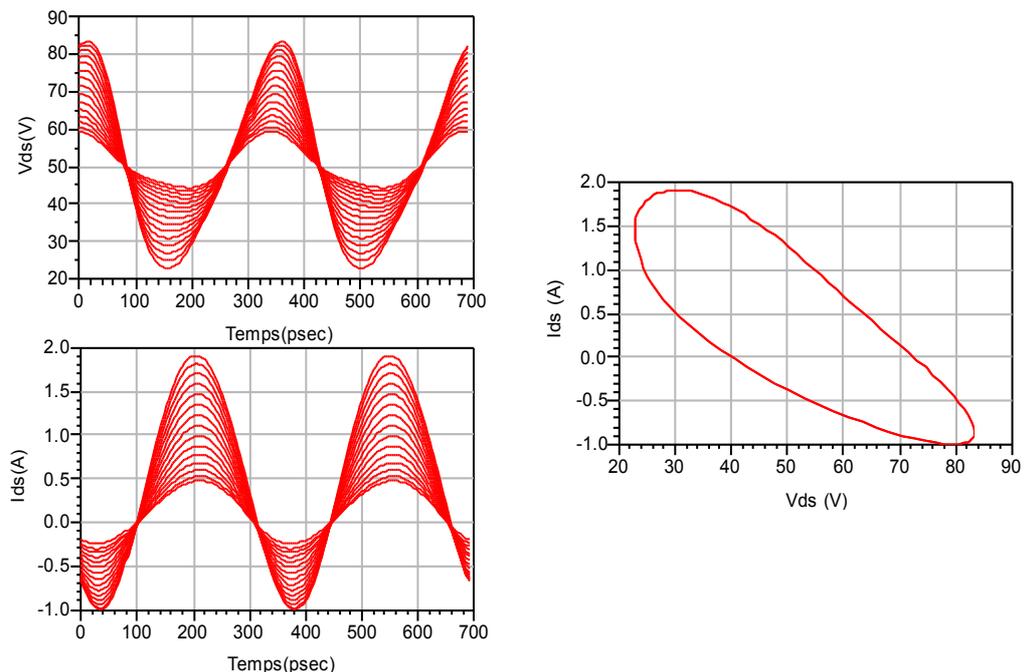


FIGURE 3.27 – Formes d'ondes temporelles extrinsèques à la sortie pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée jusqu'à 2 dB de compression de gain.

La puissance de sortie atteint pour cette mesure 22 Watt, la PAE vaut 65 % et le gain en puissance 14,7 dB à 2,9 GHz. Le cycle de charge mesuré en même temps que les performances électriques du composant sous test permettent de conclure que

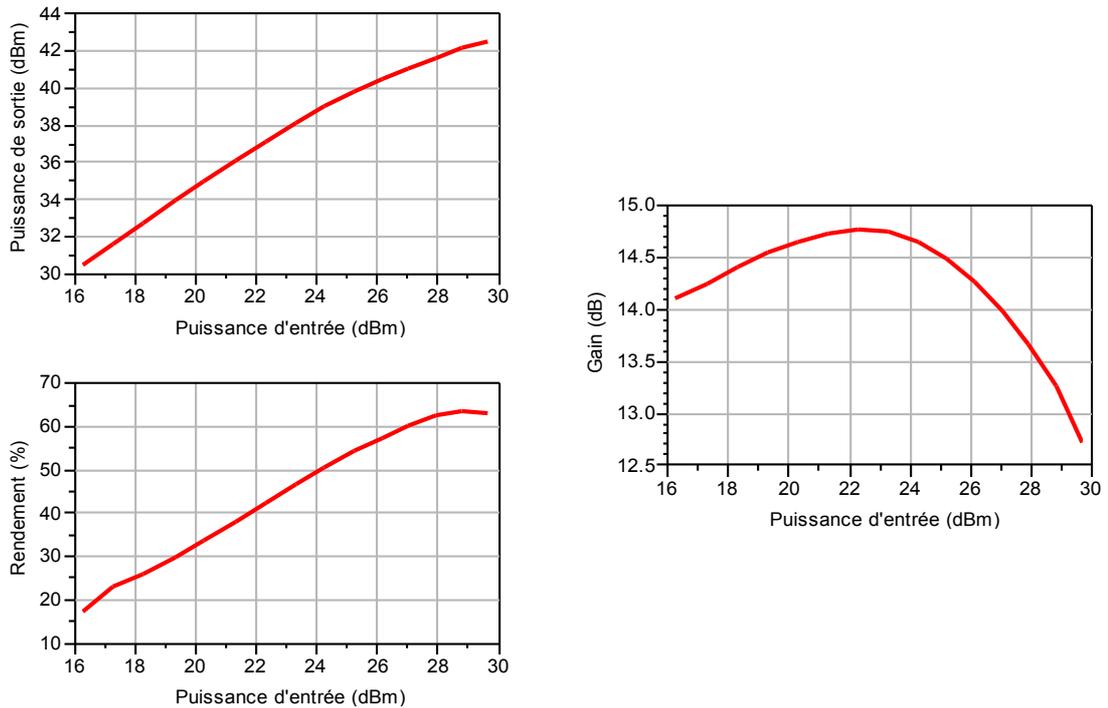


FIGURE 3.28 – Puissance de sortie, rendement en puissance ajouté, gain en fonction de puissance d’entrée jusqu’à 2 dB de compression de gain.

même à 85 V cette utilisation du composant ne le fait pas entrer en zone d’avalanche.

Nous démontrons ici des mesures jusqu’à 22 Watts, mais notre banc LPT est dimensionné pour mesurer plusieurs dizaines de Watts en impulsions et en continu, en effet nous pouvons encore diminuer le coefficient de couplage des Wave Probes ou utiliser les atténuateurs programmables pour mesurer des signaux RF de beaucoup plus grande puissance.

3.5.5 Mesures de Switch RF

Les caractéristiques d’AlGaIn/GaN sont particulièrement adaptées à l’amplification de puissance mais aussi pour les commutateurs (switches) RF de puissance, qui sont utilisés dans des structures Single Pole Double Throw (SPDT) pour les chaînes d’émission et de réception (T/R), notamment des RADAR [68] [69] [70].

Afin d’approfondir l’éventail des manipulations qu’il est possible de réaliser avec

notre banc de mesures, une expérience originale de caractérisation de switch RF a été menée. L'excitation RF en grand signal a été réalisée pour différentes conditions de polarisation, et met en évidence le comportement temporel lorsque le transistor est dans l'état ON et l'état OFF (cf Figure 3.29). Nous allons nous intéresser aux formes d'ondes temporelles générées par le switch dans les deux états, On et Off, grâce à notre NVNA associé à une nouvelle technique de mesure.

Les transistors GaN en mode switch sont utilisés dans la chaîne d'émission/réception qui comprend un émetteur, un récepteur et une antenne unique permettant d'effectuer les cycles d'émission et de réception successivement cf Figure 3.30. On doit donc, en mode d'émission, isoler le canal de réception et simultanément minimiser les pertes dans le canal d'émission, l'inverse se produit en mode de réception. Ces fonctions sont rendues possibles par l'association de composants en série et en parallèle sur chaque canal, et grâce à l'utilisation de deux tensions de commande V_{GS1} et V_{GS2} pilotant la structure SPDT.

3.5.5.1 Description de l'expérience

Au cours de cette expérience, nous avons utilisé des composants HEMT source commune, habituellement utilisés pour l'amplification de puissance, au lieu de HEMT à grille commune systématiquement utilisés lors des conceptions de switches RF.

Nous avons choisi d'imposer l'excitation RF sur l'accès de drain. En effet une telle excitation sur un composant à source commune correspond aux conditions de fonctionnement d'un transistor en configuration parallèle, par la suite seule cette configuration sera étudiée. Ce mode d'excitation contraire au mode « classique » implique une modification des conventions utilisées habituellement lors de mesures grand signal d'amplificateur de puissance. Cette caractérisation a cependant été rendue possible grâce à la liberté de configuration de notre Test-Set ouvert. Un schéma explicatif du montage réalisé est présenté en Figure 3.31.

Néanmoins, pour qu'une telle comparaison soit complète, un contrôle de l'impédance de grille RF est nécessaire. Pour tous les résultats de mesure la fréquence fondamentale est de 4 GHz, et 4 fréquences harmoniques sont mesurées jusqu'à 20 GHz. L'impédance de grille est réglée grâce au tuner passif MPT. Trois impédances RF sont choisies sur l'accès de grille : 50 Ω , court-circuit (CC), et un circuit ouvert (CO), afin de bien observer l'impact de ces impédances sur les formes

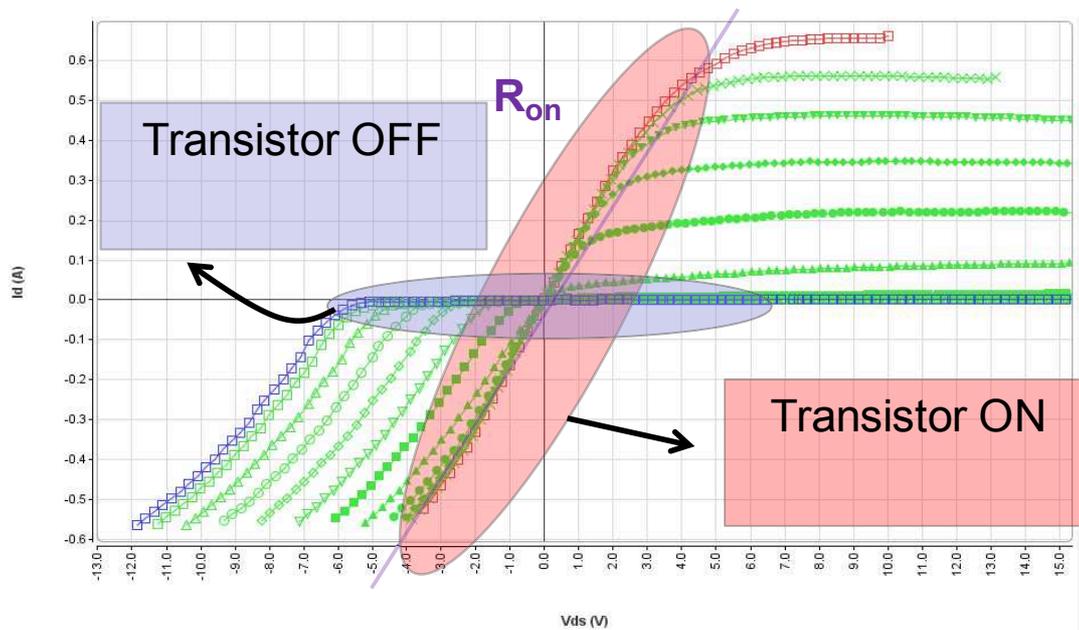
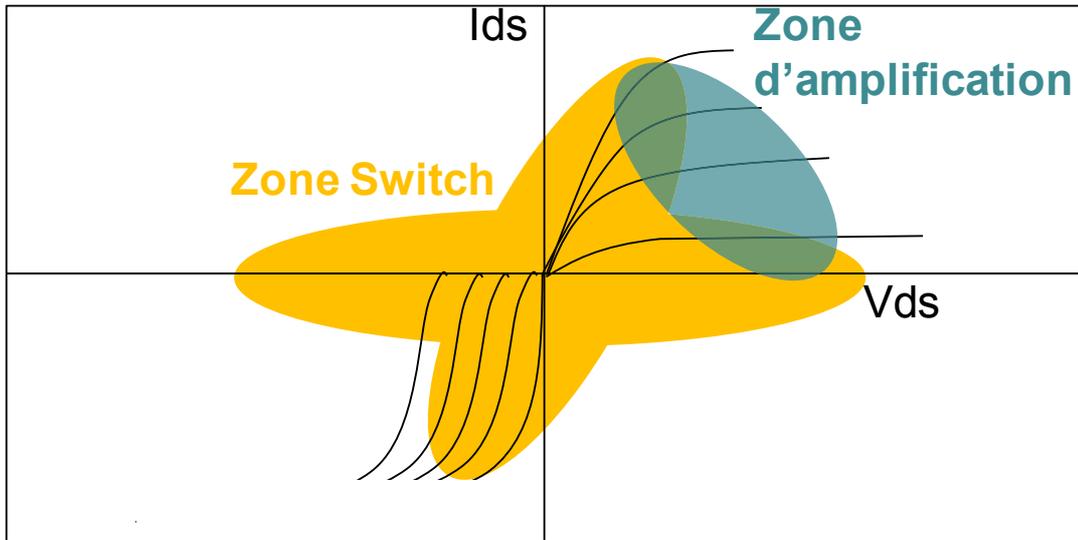


FIGURE 3.29 – Zones de fonctionnement d'un *Switch* RF

d'ondes temporelles.

L'état du commutateur RF (ON / OFF) dépend de la tension de commande appliquée sur la grille du transistor. Les deux cas, état ON ($V_{GS}=0$ V) et état OFF ($V_{GS}=-15$ V) seront traités par la suite. Pour l'accès de drain deux configurations de polarisation ont été choisies. La première est obtenue pour une tension fixée sur l'accès de drain de 0V avec une impédance DC de 10Ω , tandis que la deuxième est une polarisation flottante (impédance DC circuit ouvert $\approx 1 M\Omega$). Ces deux

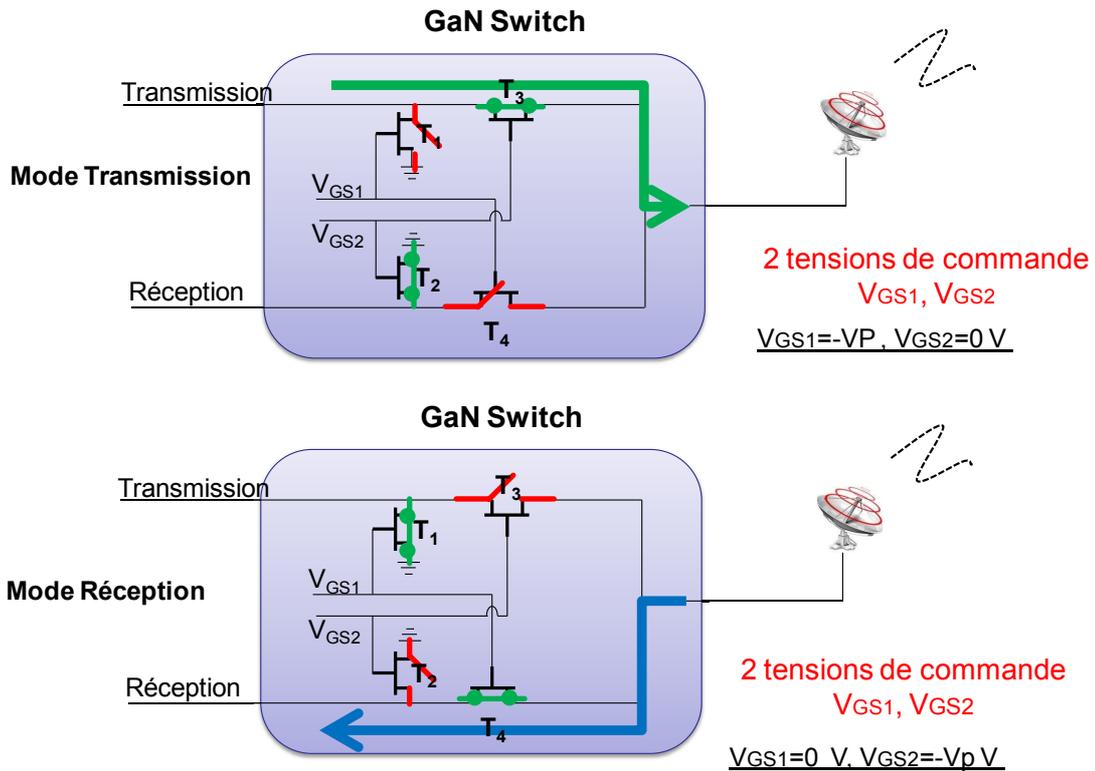


FIGURE 3.30 – Utilisations des *Switches* RF dans les systèmes d'émission/réception.

configurations sont appliquées successivement pendant les deux états (ON/OFF).

3.5.5.2 Résultats des mesures et simulations

Deux cas ont été analysés, correspondant aux deux impédances de l'accès DC du drain. Les mesures ont été systématiquement vérifiées avec le modèle proposé dans [71].

- Polarisation de drain 0 V et une impédance de drain DC 10 Ω.

Les cycles de charge dans l'état ON ($V_{DS} = 0 \text{ V}$ et $V_{GS} = 0 \text{ V}$) et dans l'état OFF ($V_{DS} = 0 \text{ V}$, $V_{GS} = -15 \text{ V}$) sont tracés respectivement en Figure. 3.33.(A) et (B). Dans les deux cas, l'impédance de grille RF est fixée à 50 Ω. Le réseau IV est présenté en arrière-plan, pour $V_{GS} = +1 \text{ V}$ à -15 V .

Dans le mode de fonctionnement ON du transistor, les cycles de charge suivent la pente de la courbe $I(V)$ à $V_{GS} = 0 \text{ V}$. Nous n'observons ni décalage DC du cycle de charge ni de distorsions non-linéaires, au moins jusqu'à un niveau de puissance injectée de 32dBm.

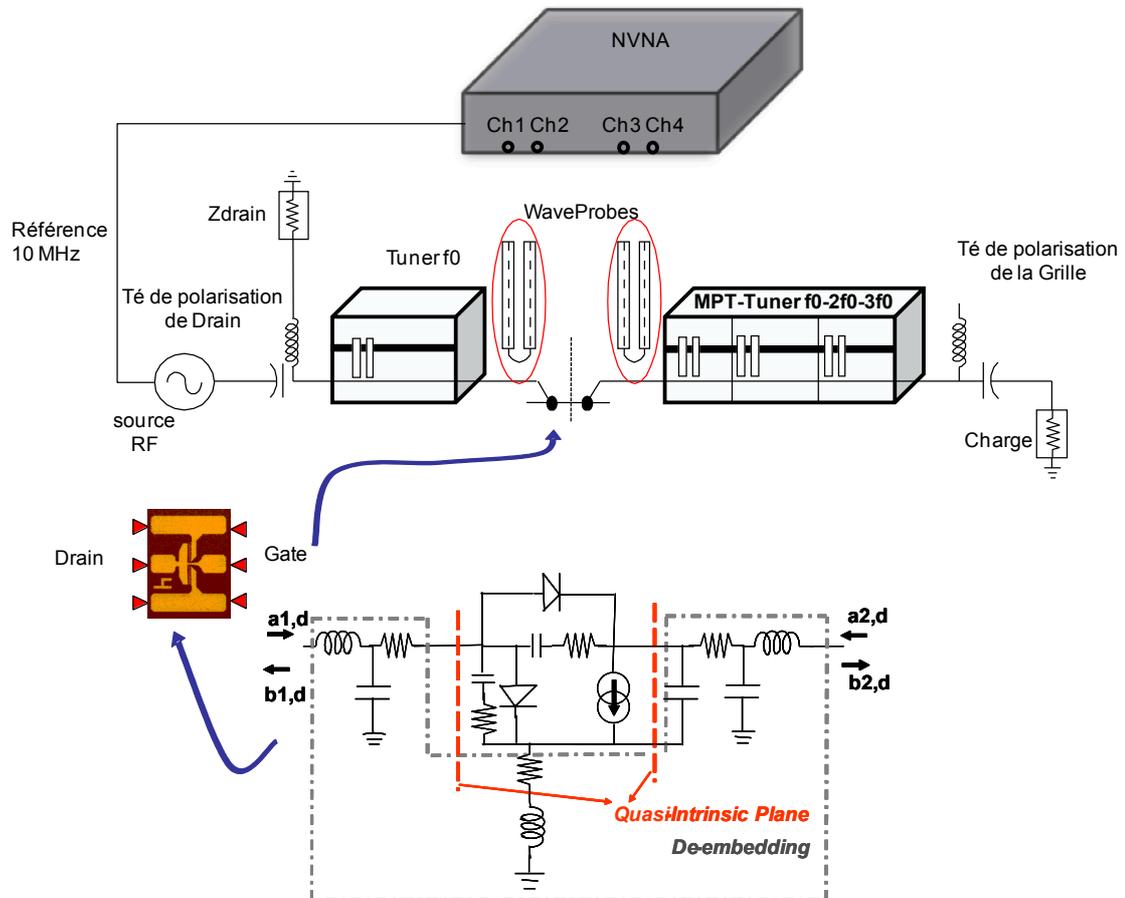


FIGURE 3.31 – Configuration du banc Load-Pull temporel lors des mesures des composants en *Switch*

Dans l'état OFF, contrairement à l'état ON où aucun phénomène non-linéaire n'est observé à cause de la forme symétrique de la courbe $I(V)$, le transistor est forcé d'entrer dans le régime non linéaire en explorant la partie négative des caractéristiques $I(V)$, lors de l'injection de niveau de puissance élevée. Ceci est confirmé par la simulation des cycles de charge intrinsèques (à savoir que le cycle de charge parcourt le réseau $I(V)$ présenté en arrière plan) de la Figure 3.34. Ainsi, un courant continu négatif apparaît sur l'accès de drain du transistor comme le montre la Figure 3.35.

On peut observer sur cette figure que le niveau de puissance d'entrée pour laquelle ce courant DC apparaît dépend fortement de la charge RF imposée sur la grille. En effet, la limite est beaucoup plus élevée pour un circuit ouvert sur la grille que pour un court-circuit. Cela est dû au fait que les capacités de grille C_{gs} et C_{gd} agissent comme un diviseur de tension en mode circuit ouvert. Par conséquent, la tension grille-source est donnée par l'équation 3.11 ce qui a pour effet de limiter

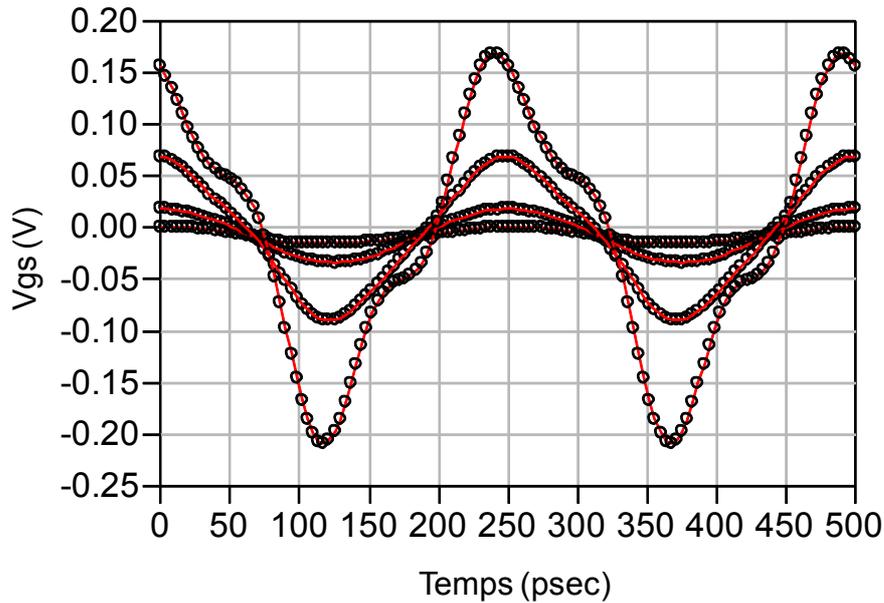


FIGURE 3.32 – Formes d’ondes temporelles extrinsèques de V_{gs} avec une polarisation de grille et de drain de 0 V, l’impédance RF de la grille est de 50Ω et pour différents niveau de puissance d’entrée successivement 1 dBm, 5 dBm, 18 dBm et 32 dBm. Les signaux de tension mesurés sont directement injectés dans la simulation pour la validation du modèle.

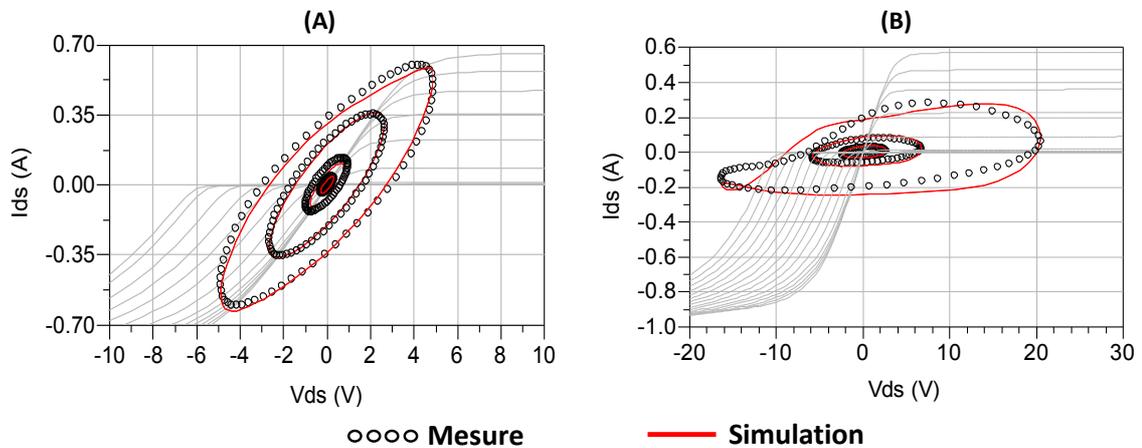


FIGURE 3.33 – (A) : Cycles de charge extrinsèques de l’accès de drain pendant l’etat ON; (B) : Cycles de charge extrinsèque de l’accès de drain pendant l’etat OFF, cycles mesuré et simulé pour quatre niveaux de puissance d’entrée 1 dBm, 5 dBm 18 dBm et 32 dB.

l’amplitude de V_{ds} lorsque celle-ci prend des valeurs négatives, en conséquence, cette limitation en négatif va augmenter les excursions de V_{ds} vers les valeurs en positives.

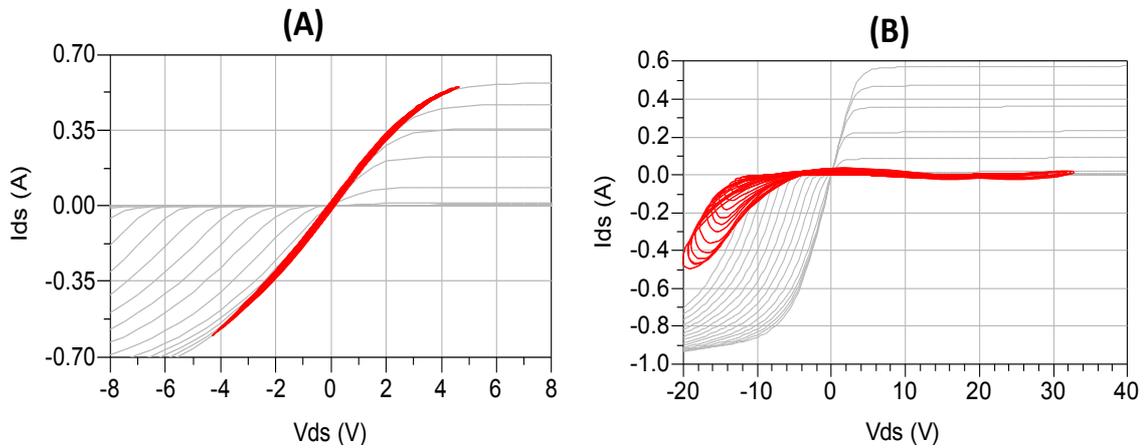


FIGURE 3.34 – (A) :Les cycles de charge intrinsèques de drain pendant l'état ON ; (B) :Les cycles de charge intrinsèques de drain pendant l'état OFF, cycles simulés pour quatre niveaux de puissance d'entrée 1 dBm, 5 dBm 18 dBm et 32 dBm.

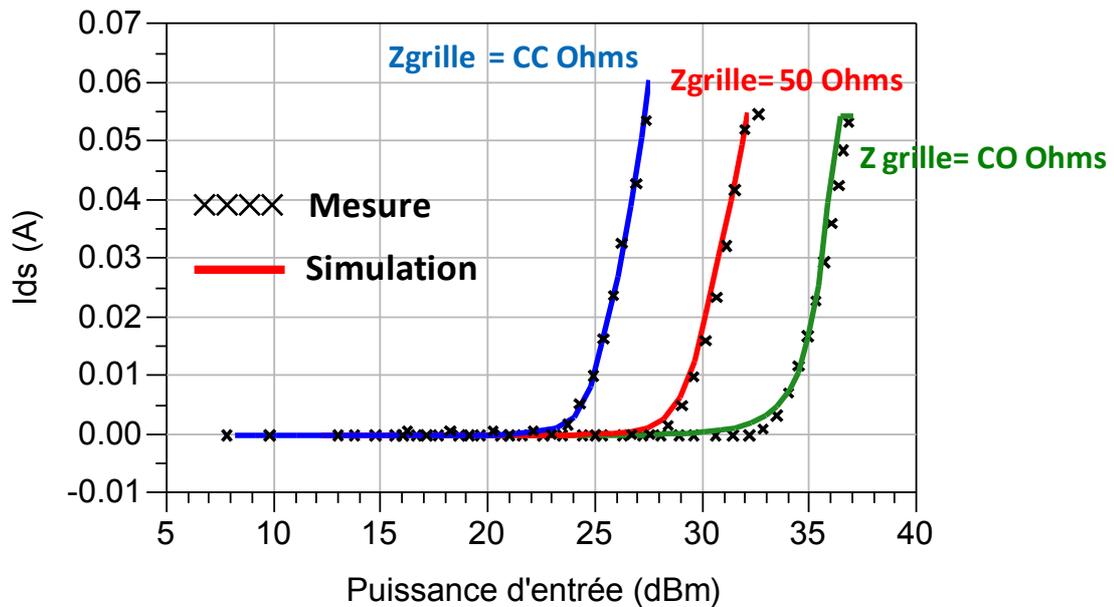


FIGURE 3.35 – Les courants DC en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs impédances RF de grille (50 Ω , \approx SC, \approx OC), l'impédance de drain DC est 10 Ω , les mesures sont tracées en croix, et le modèle en trait plein.

$$V_{gs} = V_{gbias} + \left(\frac{C_{gd}}{C_{gd} + C_{gs}} \right) \times V_{ds} \quad (3.11)$$

Cet effet intéressant d'auto-polarisation nous amène à nous concentrer sur les caractéristiques RF d'un switch pendant l'état OFF dans une configuration correspondant à un circuit ouvert DC sur l'accès de drain, ce qui correspond au cas classique de fonctionnement (pas de source de polarisation sur l'accès de drain).

- Polarisation du drain en CO.

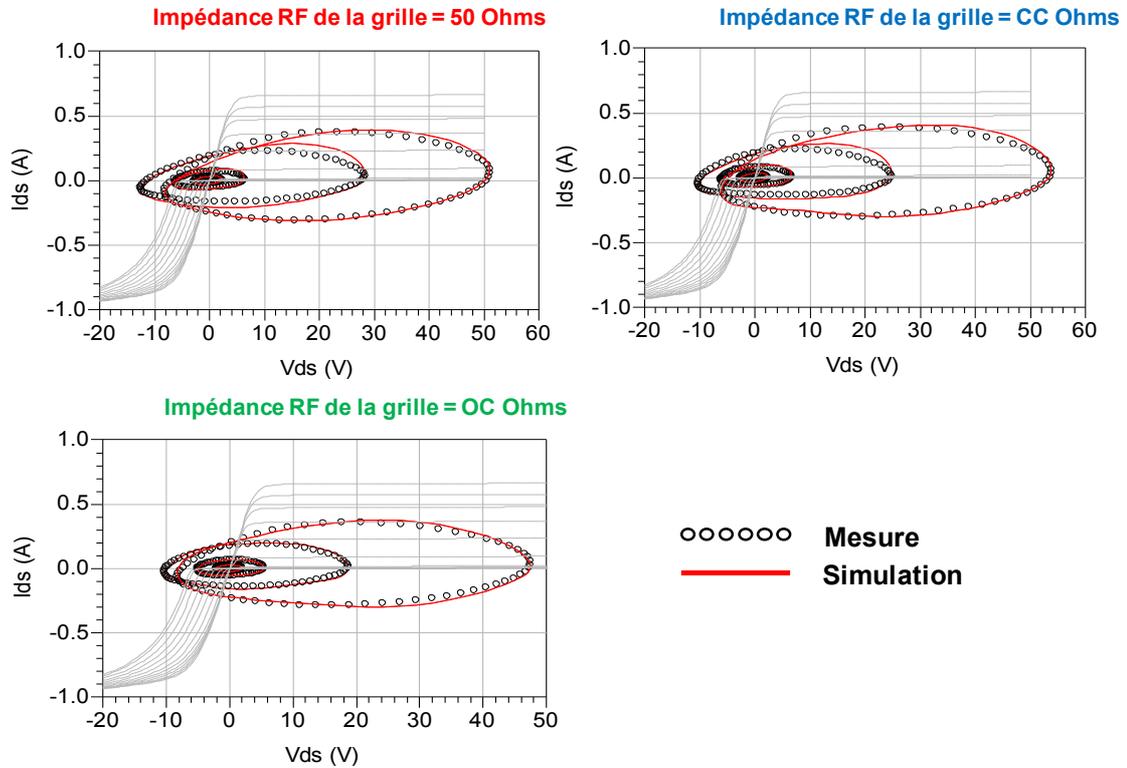


FIGURE 3.36 – Cycles de charge extrinsèques de drain pour quatre niveaux de puissance variant entre 1 dBm et 37 dBm, pour trois impédances RF de grille (50Ω , $\approx SC$, $\approx OC$), l'impédance de drain DC est $CO 1M\Omega$.

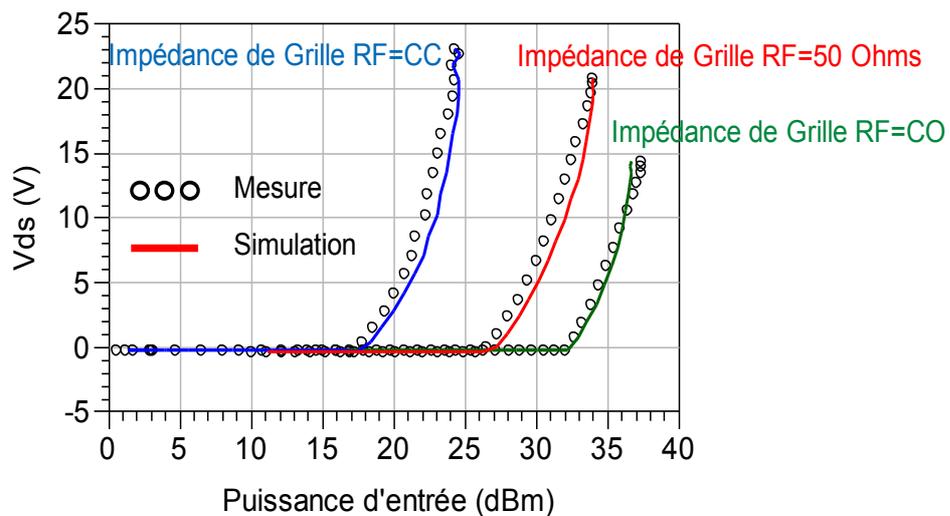


FIGURE 3.37 – Partie continue de la tension de drain en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs impédances RF de grille (50Ω , $\approx SC$, $\approx OC$), l'impédance de drain DC est $CO 1M\Omega$.

Dans ce cas, le chemin DC de l'accès de drain est un circuit-ouvert avec une polarisation flottante. Les mesures de cycles de charge extrinsèques dans les trois configurations d'impédances RF sur l'accès de grille (SC, OC et 50Ω) sont présentées en Figure 3.36, ainsi que les résultats des simulations. Ces résultats soulignent particulièrement bien la dissymétrie qui existe lors de l'excursion de la tension de drain depuis les valeurs positives jusqu'aux négatives, et l'auto-polarisation de tension de drain-source. En particulier, un déplacement des cycles de charge vers les valeurs positives de V_{ds} est observé. Ce phénomène non-linéaire d'auto-polarisation est une compensation observée sur la forme d'onde de courant permettant de maintenir une valeur nulle du courant continu de drain. On peut constater que ce déplacement des cycles de charges est propice à l'augmentation du niveau de puissance et ainsi permet une meilleure isolation RF du switch.

Une fois de plus, la valeur de l'impédance RF sur l'accès de grille joue un rôle important sur la forme du cycle de charge ainsi que sur le niveau de puissance d'entrée pour lequel le phénomène d'auto-polarisation intervient (Figure 3.37). Comme précédemment, on peut remarquer la même variation des valeurs seuils de puissance pour lesquelles l'auto-polarisation intervient ($P_{Seuil_{CC\Omega}} < P_{Seuil_{50\Omega}} < P_{Seuil_{CO\Omega}}$).

3.5.5.3 Conclusion

Pour conclure sur cette partie, les résultats des mesures sont résumés dans le tableau 3.2 afin de montrer l'impact de :

- L'impédance RF présentée sur la grille ;
- La présence de l'impédance DC sur le drain ;
- Le niveau de la puissance d'entrée sur le drain pour lequel l'effet d'auto-polarisation se produit.

L'architecture Load-Pull temporel nous a permis de valider un modèle de switch pour des HEMTs AlGaIn/GaN. Cette nouvelle technique de mesure s'est révélée très efficace pour démontrer l'importance de l'impédance de grille RF sur le coefficient de réflexion de drain. Cette architecture a fourni des informations utiles pour les concepteurs, et nous a permis de vérifier et d'optimiser un modèle non-linéaire de transistor pour les applications de commutateurs RF.

$Impédance_{drain_{DC}}$	$Impédance_{RF_{Grille}}$	Type d'auto-polarisation / Valeur de départ
10 Ω	Court-circuit	$I_{DS} / 24$ dBm
	50 Ω	$I_{DS} / 29$ dBm
	Circuit ouvert	$I_{DS} / 34$ dBm
1 M Ω	Court-circuit	$V_{DS} / 18$ dBm
	50 Ω	$V_{DS} / 27$ dBm
	Circuit ouvert	$V_{DS} / 33$ dBm

TABLE 3.2 – Résumé des mesures pour différentes configurations, les phénomènes d'auto-polarisation observés et leurs valeurs de puissances seuils

3.6 Conclusion

La mesure en impulsions pour les composants actifs micro-ondes se révèle particulièrement utile pour reproduire leurs conditions d'utilisations réelles, ou pour les caractériser le plus finement possible en apportant un moyen de contrôle des états thermiques et/ou de pièges du composant sous test.

Le principe de mesure en impulsions avec l'approche stroboscopique mise en place, à savoir une acquisition répartie dans le temps des échantillons, permet de garder les capacités en dynamique de notre NVNA. En effet, il a été démontré que la dynamique de mesure est conservée même avec le choix de rapports cycliques extrêmement faibles. Ceci a été rendu possible par l'implantation d'une carte de gestion des impulsions dans notre NVNA et par l'utilisation d'un deuxième synthétiseur de fréquence dédié aux ADC.

En plus d'un simple mode d'impulsions répétitives, nous avons mis en place deux modes d'impulsions plus complexes, le profil d'impulsion et le train d'impulsions. Ces nouvelles possibilités ont été démontrées par des exemples et apportent une nouvelle dimension à notre banc. Elles permettent donc d'élargir le champ d'investigation de ce banc de mesures, et d'envisager une large gamme d'explorations de composants de forte puissance.

Les différents exemples de mesures proposés confirment que les formes d'ondes temporelles dans un environnement Load-Pull multi-harmoniques associées à des modes d'impulsions apportent une très grande quantité d'informations sur le comportement des transistors RF de puissance.

Conclusion générale et perspectives

Le système présenté tout au long de ces chapitres offre des caractéristiques très intéressantes pour la caractérisation de transistors de puissance aux fréquences micro-ondes. En effet, la mesure de fortes puissances peut être alliée à celle des formes d'ondes temporelles aux accès du transistor.

Les trois apports des travaux proposés sont la validation de notre sonde de puissance localisée (Wave Probe), la validation de la nouvelle méthode d'étalonnage et les modes d'impulsions.

Les sondes de puissances au sein du banc de mesures remplacent les coupleurs classiques basés sur la technologie distribuée. L'approche localisée permet de garder efficacement les capacités de synthèse d'impédances du système tout en prélevant les informations électriques le plus près possible du transistor.

La gestion des modes d'impulsions est réalisée grâce à une approche temporelle stroboscopique novatrice. Elle garde la dynamique de mesure RF indépendamment du rapport cyclique, testé jusqu'à 0,0001. Cette conservation de la dynamique garantit la qualité des mesures aux fréquences harmoniques.

Une puissance de 22 Watts à 2,9 GHz a été mesurée en impulsions avec l'ensemble de ce banc de mesures. Ces domaines de puissances restent très difficiles à maîtriser, mais très utiles pour suivre la progression des transistors de grands développements. Cependant, nous ne sommes pas encore arrivés à la limite maximale de puissance de ce banc.

Des mesures originales et complexes sont devenues possibles sur ce banc, elles ont permis de valider par la mesure temporelle des résultats de comportements électriques des transistors de puissance prédits par des simulations. Cette validation des modèles est de première importance dans le cadre des applications très exigeantes que sont par exemple les télécommunications sans fil et les systèmes RADAR. La recherche et les avancées en instrumentation sont donc toujours très utiles pour la mise au point, la compréhension et la modélisation des filières de transistors de puissance.

La constitution de ce banc unique et les apports de ces travaux font que l'ensemble de ce banc offre un nombre de degrés de libertés très important permettant l'investigation de nombreuses caractéristiques des transistors de

puissance. Il est en effet possible de jouer sur les impédances d'entrée et de sortie, les tensions de polarisation et d'impulsion, les paramètres d'impulsions, la puissance et la fréquence RF. De plus, les informations collectées par ce banc, en particulier les cycles RF temporels non linéaires, sont particulièrement riches.

Enfin, une nouvelle technique de simulation pour la validation de modèle de transistor en grand signal et pour les applications Load-Pull a été proposée. Cette méthode est efficace pour une validation fine de modèle de transistors en grand signal, elle permet d'imposer les conditions de mesures exactes dans les simulateurs CAO.

Le banc que nous avons développé est rendu à un niveau de performances qui le rend apte à de très nombreuses investigations de composants, aussi les perspectives de ce banc sont maintenant essentiellement tournées vers l'exploration des transistors de puissance.

Bibliographie

- [1] B. Green, V. Tilak, V. Kaper, J. Smart, J. Shealy, and L. Eastman, "Microwave power limits of AlGa_N/Ga_N HEMTs under pulsed-bias conditions," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 618–623, Feb. 2003.
- [2] P. Parikh, Y.-F. Wu, P. Chavarkar, M. Moore, U. K. Mishra, S. Sheppard, R. P. Smith, A. Saxler, W. Pribble, S. Allen, J. Milligan, and J. Palmour, "AlGa_N-Ga_N HEMTs : material, device, circuit technology and applications," in *Proc. Symp. Int Compound Semiconductors : Post-*, 2003, pp. 164–171.
- [3] Y. W. P. Parikh, *AlGa_N/Ga_N HEMTs : An overview of device operation and applications*, G. C. . Cree Lighting Company, 340 Storke Road, Ed. Electrical & Computer Engineering Department, Engineering I, University of California, Santa Barbara, Santa Barbara, California 93106.
- [4] C. Charbonniaud, "Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ Ga_N pour l'amplification de puissance micro-onde," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2005.
- [5] P. Parikh, Y.-F. Wu, M. Moore, P. Chavarkar, T. Wisleder, U. K. Mishra, S. Sheppard, R. P. Smith, A. Saxler, S. Alien, J. Milligan, and J. Palmour, "Ga_N HEMTs : material, device, circuit technology and applications," in *Proc. Int Future of Electron Devices Meeting for*, 2004, pp. 41–42.
- [6] E. Johnson, "Physical limitations on frequency and power parameters of transistors," *IRE International Convention Record*, vol. 13, pp. 27–34, 1965.
- [7] S. Trassaert, B. Boudart, C. Gaquiere, D. Theron, Y. Crosnier, F. Huet, and M. Poisson, "Trap effects studies in Ga_N MESFETs by pulsed measurements," in *Electronics Letters*, vol. 35, no. 16, 5 Aug. 1999, pp. 1386–1388.
- [8] S. Bychikhin, C. Gaquiere, B. Grimberty, J. Kuzmik, E. Pichonat, D. Pogany, and M. Poisson, "Temperature analysis of AlGa_N/Ga_N High-Electron-Mobility Transistors using micro-Raman scattering spectroscopy and Transient Interferometric Mapping," in *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, Sept. 2006, pp. 54–57.
- [9] R. Stevenson, "The world's best gallium nitride," vol. 47, no. 7, pp. 40–45, 2010.
- [10] O. Jardel, F. De Groote, C. Charbonniaud, T. Reveyrand, J. P. Teyssier, R. Quere, and D. Floriot, "A Drain-Lag Model for AlGa_N/Ga_N Power HEMTs," in *Proc. IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp*, 2007, pp. 601–604.
- [11] A. Xiong, R. Sommet, A. A. L. de Souza, and R. Quere, "Dual approach for HBT thermal impedance," in *Proc. 14th Int. Workshop Thermal Investigation of ICs and Systems THERMINIC 2008*, 2008, pp. 190–194.

- [12] A. Xiong, R. Sommet, O. Jardel, T. Gasseling, A. A. L. de Souza, R. Quere, and S. Rochette, “An Electrothermal Model of High Power HBTs for High Efficiency L/S Band Amplifiers,” in *Proc. European Microwave Integrated Circuit Conf. EuMIC 2008*, 2008, pp. 318–321.
- [13] A. Xiong, “Modélisation électrothermique distribuée de TBH et lois d’échelle pour application RF de puissance,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [14] A. El Rafei, R. Sommet, and R. Quere, “Electrical Measurement of the Thermal Impedance of Bipolar Transistors,” vol. 31, no. 9, pp. 939–941, 2010.
- [15] J. P. Teyssier, M. Campovecchio, C. Sommet, J. Portilla, and R. Quere, “A pulsed S-parameters measurement setup for the non-linear characterization of FETs and bipolar power transistors,” in *Proc. 23rd European Microwave Conf.*, 1993, pp. 489–493.
- [16] J.-P. Teyssier, “Caractérisation en impulsions des transistors micro-ondes : application à la modélisation non-linéaire pour la CAO des circuits,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 1994.
- [17] Y. Takayama, “A New Load-Pull Characterization Method for Microwave Power Transistors,” in *Proc. IEEE-MTT-S Int. Microwave Symp.*, 1976, pp. 218–220.
- [18] D. Barataud, “Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel de transistors de puissance radiofréquences et micro-ondes,” Ph.D. dissertation, 1998.
- [19] T. Gasseling, “Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [20] F. De Groote, O. Jardel, J.-P. Teyssier, T. Gasseling, J. Verspecht, V. Mallette, and C. Tsironis, “On-wafer time domain load-pull optimization of transistor load cycle with the new multi-harmonic MPT tuner,” in *Proc. 69th ARFTG Conf.*, 2007, pp. 1–6.
- [21] F. De Groote, J.-P. Teyssier, J. Verspecht, and J. Faraj, “High power on-wafer capabilities of a time domain load-pull setup,” in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2008, pp. 100–102.
- [22] Jardel, “Contribution à la modélisation des transistors pour l’amplification de puissance aux fréquences microondes. Développement d’un nouveau modèle électrothermique de HEMT AlGaIn/GaN incluant les effets de pièges,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2007.

- [23] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J.-C. Jacquet, C. Charbonniaud, J.-P. Teyssier, D. Floriot, and R. Quere, "An Electrothermal Model for AlGa_N/Ga_N Power HEMTs Including Trapping Effects to Improve Large-Signal Simulation Results on High VSWR," vol. 55, no. 12, pp. 2660–2669, 2007.
- [24] C. Arnaud, D. Basataud, J. Nebus, J. Teyssier, J. Villotte, and D. Floriot, "An active pulsed RF and pulsed DC load-pull system for the characterization of HBT power amplifiers used in coherent radar and communication systems," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 12, pp. 2625–2629, Dec. 2000.
- [25] D. Barataud, F. Blache, A. Mallet, P. Bouysse, J.-M. Nebus, J. Villotte, J. Obregon, J. Verspecht, and P. Auxemery, "Measurement and control of current/voltage waveforms of microwave transistors using a harmonic load-pull system for the optimum design of high efficiency power amplifiers," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 4, pp. 835–842, Aug. 1999.
- [26] A. Ferrero, V. Teppati, and U. Pisani, "Recent Improvements in Real-Time Load-Pull Systems," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006. Proceedings of the IEEE*, April 2006, pp. 448–451.
- [27] A. Ferrero, V. Teppati, and A. Carullo, "Accuracy evaluation of on-wafer load-pull measurements," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 1, pp. 39–43, Jan. 2001.
- [28] M. Garelli, "Measurement Techniques for Radio Frequency and Microwave Applications," Ph.D. dissertation, POLITECNICO DI TORINO, 2009.
- [29] E. Bergeault, O. Gibrat, S. Bensmida, and B. Huyart, "Multiharmonic source-pull/load-pull active setup based on six-port reflectometers : influence of the second harmonic source impedance on RF performances of power transistors," vol. 52, no. 4, pp. 1118–1124, 2004.
- [30] V. Camarchia, S. Guerrieri, M. Pirola, V. Teppati, G. Ghione, M. Peroni, and C. Lanzieri, "A comprehensive class A to B power and load-pull characterization of Ga_N HEMTs on SiC and sapphire substrates," in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, p. 4pp.
- [31] C. Gaquiere, E. Bourcier, B. Bonte, and Y. Crosnier, "A Novel 26-40 GHz Active Load Pull System," in *Proc. 25th European Microwave Conf*, vol. 1, 1995, pp. 339–342.

- [32] “<http://www.focus-microwaves.com/>,” Tech. Rep.
- [33] A.ferrero, “Active load or source impedance synthesis apparatus for measurement test set of microwave components and systems,” Patent 6 509 743, Jan 21, 2003.
- [34] “www.agilent.com/,” Tech. Rep.
- [35] W. Van Moer and Y. Rolain, “A large-signal network analyzer : why is it needed ?” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 6, pp. 46–62, 2006.
- [36] Y. Rolain, P. Vael, W. Van Nioer, and A. Barel, “Complete 3-port measurement of microwave mixers using a non-linear vectorial network analyser,” in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 3, 1998, pp. 1491–1494.
- [37] J. Verspecht, “Large-signal network analysis,” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 6, no. 4, pp. 82–92, Dec 2005.
- [38] M. El yaagoubi, “Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires. Application à des signaux de type multi-porteuses large bande,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2006.
- [39] *MI.40xx fast 14 bit transient recorder, A/D converter board for PCI bus, Hardware Manual, Software Driver Manual.*
- [40] G. Vandersteen and R. Pintelou, “Maximum likelihood estimator for jitter noise models,” in *Proc. 16th IEEE IMTC/99 Instrumentation and Measurement Technology Conf*, vol. 2, 1999, pp. 877–879.
- [41] J. Verspecht, “Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices,” Ph.D. dissertation, Université de Bruxelles, 1995.
- [42] H. Van Hamme and M. Vanden Bossche, “Flexible vector network analyzer calibration with accuracy bounds using an 8-term or a 16-term error correction model,” vol. 42, no. 6, pp. 976–987, 1994.
- [43] D. C. DeGroot, Y. Rolain, R. Pintelon, and J. Schoukens, “Corrections for nonlinear vector network analyzer measurements using a stochastic multi-line/reflect method,” in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 3, 2004, pp. 1735–1738.
- [44] Y. Rolain, W. Van Moer, and D. DeGroot, “A first step towards a wave-based ‘stochastic’ calibration for multi-port vectorial network analyzers,” in *Proc. 63rd ARFTG Conf. Digest Spring*, 2004, pp. 151–156.
- [45] A. Ferrero and U. Pisani, “An improved calibration technique for on-wafer large-signal transistor characterization,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 360–364, April 1993.

- [46] T. S. Clement, P. D. Hale, D. F. Williams, C. M. Wang, A. Dienstfrey, and D. A. Keenan, "Calibration of sampling oscilloscopes with high-speed photodiodes," vol. 54, no. 8, pp. 3173–3181, 2006.
- [47] D. C. DeGroot, P. D. Hale, M. vanden Bossche, F. Verbeyst, and J. Verspecht, "Analysis of Interconnection Networks and Mismatch in the Nose-to-Nose Calibration," in *Proc. th ARFTG Conf. Digest-Spring*, vol. 37, 2000, pp. 1–6.
- [48] A. Ferrero, V. Teppati, and B. Noori, "A Generalized Time-Domain Waveform Test-Set," in *Proc. 38th European Microwave Conf. EuMC 2008*, 2008, pp. 749–752.
- [49] H. Early, "A wide-band directional coupler for wave guide," *Proceedings of the IRE*, 1946.
- [50] H. Riblet, "A Mathematical Theory of Directional Couplers," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 11, pp. 1307–1313, Nov. 1947.
- [51] H. Riblet and T. Saad, "A New Type of Waveguide Directional Coupler," *Proceedings of the IRE*, vol. 36, no. 1, pp. 61–64, Jan. 1948.
- [52] R. Schwartz, P. Kelly, and P. Lombardini, "Criteria for the Design of Loop-Type Directional Couplers for the L Band," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 4, pp. 234–239, Oct 1956.
- [53] J. Stenarson, K. Yhland, and C. Wingqvist, "An in-circuit noncontacting measurement method for S-parameters and power in planar circuits," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 12, pp. 2567–2572, Dec. 2001.
- [54] F. De Groote, "Mesures de formes d'ondes temporelles en impulsions : application à la caractérisation de transistors micro-ondes de forte puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2007.
- [55] F. De Groote, J. Verspecht, D. Barataud, and J.-P. Teyssier, "An improved coupling method for time domain load-pull measurements," in *2005 European Microwave Conference*, vol. 1, 4-6 Oct. 2005, p. 4pp.
- [56] M. D. S. Samir S. Soliman, *Continuous and discrete signals and system (2nd Edition)*. Prentice Hall, 1998.
- [57] A. N. 1408-11, "PNA microwave network analysis," Agilent technologie, Tech. Rep., 2004.
- [58] A. note 1408-12, "Pulsed-RF S-parameter measurements using wideband and narrowband detection," Agilent technologie, Tech. Rep.

- [59] P. Note., “Pulsed Measurements with the Agilent 8720ES and 8753ES Network Analyzers,” Agilent Technologies, Tech. Rep., May 2000.
- [60] S. J. Doo, P. Roblin, S. Lee, D. Chaillot, and M. Vanden Bossche, “Pulsed-IV pulsed-RF measurements using a large signal network analyzer,” in *ARFTG Conference Digest, 2005. Spring 2005. 65th*, 17 June 2005, p. 7pp.
- [61] F. De Groote, O. Jardel, T. Reveyrand, C. Charbonniaud, J.-P. Teyssier, and R. Quéré, “Technique de mesure en impulsions pour de très faibles rapports cycliques appliquée aux transistors,” in *15ème JNM*, 2007.
- [62] F. De Groote, J.-P. Teyssier, O. Jardel, T. Gasseling, and J. Verspecht, “Introduction to measurements for power transistor characterization,” vol. 9, no. 3, pp. 70–85, 2008.
- [63] J. Faraj, G. Callet, F. De Groote, J. Verspecht, R. Quere, and J.-P. Teyssier, “Bursts of Pulses for time domain large signal measurements,” in *Proc. 73rd ARFTG Microwave Measurement Conf*, 2009, pp. 1–4.
- [64] J. Faraj, F. De Groote, J.-P. Teyssier, J. Verspecht, R. Quere, and R. Aubry, “Pulse Profiling for AlGa_N/Ga_N HEMTs Large Signal Characterizations,” in *Proc. 38th European Microwave Conf. EuMC 2008*, 2008, pp. 757–760.
- [65] C. Charbonniaud, J. Teyssier, and R. Quere, “Time-Domain Pulsed Large-Signal Non-Linear Characterization Of Microwave Transistors,” in *European Microwave Conference, 2003. 33rd*, Oct. 2003, pp. 241–244.
- [66] J. Teyssier, S. Augaudy, D. Barataud, J. Nebus, and R. Quere, “Large-Signal Time Domain Characterization of Microwave Transistors under RF Pulsed Conditions,” in *ARFTG Conference Digest-Spring, 57th*, vol. 39, May 2001, pp. 1–4.
- [67] J. P. Teyssier, J. P. Viaud, J. J. Raoux, and R. Quere, “Fully integrated nonlinear modeling and characterization system of microwave transistors with on-wafer pulsed measurements,” in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 1995, pp. 1033–1036.
- [68] J. Janssen, M. van Heijningen, K. P. Hilton, J. O. Maclean, D. J. Wallis, J. Powell, M. Uren, T. Martin, and F. van Vliet, “X-Band Ga_N SPDT MMIC with over 25 Watt Linear Power Handling,” in *Proc. European Microwave Integrated Circuit Conf. EuMIC 2008*, 2008, pp. 190–193.
- [69] W. Ciccognani, M. De Dominicis, M. Ferrari, E. Limiti, M. Peroni, and P. Romanini, “High-power monolithic AlGa_N/Ga_N HEMT switch for X-band applications,” *Electronics Letters*, vol. 44, no. 15, pp. 911–912, 2008.

- [70] M. Thorsell, M. Fagerlind, K. Andersson, N. Billstrom, and N. Rorsman, “An X-Band AlGa_N/Ga_N MMIC Receiver Front-End,” vol. 20, no. 1, pp. 55–57, 2010.
- [71] O. Jardel, G. Callet, C. Charbonniaud, J. C. Jacquet, N. Sarazin, E. Morvan, R. Aubry, M.-A. Di Forte Poisson, J.-P. Teyssier, S. Piotrowicz, and R. Quere, “A new nonlinear HEMT model for AlGa_N/Ga_N switch applications,” in *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf. EuMIC 2009*, 2009, pp. 73–76.

Nomenclature

<i>NVNA</i>	Nonlinear Vector Network Analyzer.
<i>CAN</i>	Convertisseur Analogique Numérique.
<i>ADC</i>	Analoge Digital Convertor.
<i>CAO</i>	Conception Assisté par Ordinateur.
<i>CW</i>	Excitation continue.
<i>DST</i>	Dispositif Sous Test.
<i>DUT</i>	Device Under Test.
<i>FracN</i>	Synthétiseur de basses fréquences de haute précision.
<i>HEMT</i>	High Electron Mobility Transistor.
<i>IF</i>	Intermediate frequencies.
<i>LPT</i>	Load-Pull Temporel.
<i>LSNA</i>	Large Signal Network Analyzer.
<i>MTA</i>	Microwave Transition Analyzer.
<i>PAE</i>	Rendement en puissance ajoutée.
<i>RF</i>	Radio frequencies.
<i>SOLT</i>	Short Open Line Thru.
<i>SRD</i>	Step Recovery Diode.
<i>TOP</i>	Tube à Onde Progressive.

Publications et communications relatives à ce travail

Publications :

- [1] J. Faraj, G. Callet, O. Jardel, A. El-Rafei, R. Quéré, J-P. Teyssier, “Time Domain Large Signal Characterization of AlGa_N/Ga_N HEMTs Operating in Switch-mode” ,*IEEE (MTT-S) Microwave Theory and Techniques Society*. En cours de soumission.
- [2] G. Callet, J. Faraj, O. Jardel, C. Charbonniaud, J-C. Jacquet, T. Reveyrand, E. Morvan, S. Piotrowicz, J-P. Teyssier, R. Quéré, “A new nonlinear HEMT model for AlGa_N/Ga_N switch applications” ,*International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Volume 2, Issue 3-4, 07 juillet 2010, pp 283 -291.

Communications :

- [3] F. De Groote, J-P. Teyssier, J. Verspecht, J. Faraj, “High power on-wafer capabilities of a time domain load-pull setup” ,*Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest 2008*.
- [4] J. Faraj, F. De Groote, J-P. Teyssier, J. Verspecht, R. Quéré, R. Aubry, “Pulse Profiling for AlGa_N/Ga_N HEMTs Large Signal Characterizations” ,*Proc. 38th European Microwave Conf. EuMC 2008*.
- [5] J. Faraj, F. DeGroote, J-P. Teyssier, G. Callet, R. Quéré, R. Aubry, “Mesure de Profil d’Impulsions à l’aide d’un banc RF Load-Pull Temporel” ,*16ème Journée National de Micro-Onde Conf 2008*.
- [6] J. Faraj, G. Callet, F. De Groote, J. Verspecht, R. Quéré, J-P. Teyssier, “Bursts of Pulses for time domain large signal measurements” , *Proc. 73rd ARFTG Microwave Measurement Conf 2009*.

- [7] J.P. Teyssier, J. Faraj, D. Barataud, J. Verspecht, R. Quéré, “NVNA Measurements for RF Power Transistors LF Memories Analysis” ,*Proc. 39th European Microwave Conf. EuMC 2009, WorkShop.*
- [8] R. Quéré, G. Mouginot, M. Saad El Din, J. Faraj, J-M. Nebus, P. Bouysse, “Impact of trapping effects on large signal characteristics of AlGa_N/Ga_N HEMTS” ,*5th Space Agency. MOD Round Table WorkShop On GaN Component Technologies Conf 2010.*
- [9] G. Callet, J. Faraj, A. El Rafei, O. Jardel, J-C. Jacquet, J.P. Teyssier, E. Morvan, S. Piotrowicz, R. Quéré, “Electro thermal and Large-Signal Modeling of Switch mode AlGa_N/Ga_N” ,*Proc. 40th European Microwave Conf. EuMC 2010.*

Annexe 1 : Calcul des paramètres [S] des standards idéaux

Calcul des paramètres [S] des standards idéaux :

Les standards des calibrations sont définis par 4 coefficients respectivement capacitifs, inductifs : $C_0, C_1, C_2, C_3, L_0, L_1, L_2, L_3$ et une longueur d'accès qui signifie un offset ou un retard τ .

– Circuit Ouvert (CO) :

Les éléments capacitifs appartiennent au circuit ouvert et les éléments inductifs appartiennent aux court-circuits. On définit l'impédance du circuit ouvert de la manière suivantes :

$$Z_{CO} = \frac{1}{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (C_0 + C_1 \cdot f + C_2 \cdot f^2 + C_3 \cdot f^3)} \quad (3.12)$$

Le coefficient de réflexion associé est donné par 3.13, avec $Z_0 = 50\Omega$. S'il y a un retard associé a ce standard, il faut en tenir compte dans le calcul du coefficient du standard, comme expliqué dans l'équation 3.14.

$$\tau = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (3.13)$$

$$\Gamma_{retard} = \Gamma \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau} \quad (3.14)$$

– Court-Circuit (CC) :

L'impédance du court-circuit est donnée par la relation 3.15, les relations permettant d'obtenir le coefficient de réflexion éventuellement retardé sont les mêmes que pour le circuit ouvert.

$$Z_{CC} = j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (L_0 + L_1 \cdot f + L_2 \cdot f^2 + L_3 \cdot f^3) \quad (3.15)$$

– Charge 50Ω :

La charge 50Ω n'est pas forcément une impédance idéale. Une inductance parasite peut être donnée notamment pour des mesures sous pointes.

$$Z_{charge} = Z_0 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_{Term} \quad (3.16)$$

C-Circuit Ouvert (fF)	L-Court Circuit (pH)	L-Term 50Ω (pH)
-9.6	4.8	-1.7

– La Ligne :

La matrice $[S]$ d'une connexion directe est indiquée dans 3.17. Il est à noter que dans le cas de mesures sous pointes, la connexion directe n'existe pas. Il s'agit la plupart du temps d'une ligne dont le retard est de l'ordre de la pico-seconde. La matrice $[S]$ d'une ligne idéale sans perte d'impédance caractéristique 50Ω et de retard τ .

$$[S_{THRU}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$[S_{Line}] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau} \\ e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Notons qu'une autre approche très pratique consiste à disposer des fichiers de paramètres S des différents standards et d'utiliser directement ces fichiers lors des calculs de l'étalonnage relatif.

Développement et validation d'un banc de caractérisation de transistors de puissance en mode temporel impulsif

Résumé :

Ces travaux traitent de la mesure de formes d'ondes temporelles en mode continu et en impulsions, avec comme application la caractérisation des transistors de puissance aux fréquences micro-ondes. Un banc de mesure a été développé autour du *Nonlinear Vector Network Analyzer*. La validation d'une méthode d'étalonnage absolue a été effectuée, l'originalité étant l'absence d'étalon de phase. Dans un deuxième temps, ce banc a été étendu par l'ajout de modes d'impulsions conservant toute la dynamique de mesure, même pour des rapports cycliques pouvant aller jusqu'à 0,01%. Des mesures de trains d'impulsions et des profils d'impulsions ont aussi été rendu possibles. Dans une dernière partie, l'intérêt de mesurer les formes d'ondes temporelles des transistors de puissance est démontré à l'aide d'exemples mettant en lumière les capacités du banc à supporter de très fortes puissances RF en mode d'impulsion, notamment pour des transistors HEMT AlGaIn/GaN. Ce banc s'est aussi avéré très efficace pour séparer les effets de pièges des effets thermiques de différentes manières.

Mots clés : RF, caractérisation en impulsions, HEMT AlGaIn/GaN, NVNA, mesures temporelles, puissance, sonde de puissance, Wave Probe.

Design and test of a high power transistor measurement setup under pulsed conditions

Abstract :

This work deals with time domain characterization of microwave power transistors, in continuous and pulsed modes. A setup has been created with a Non Linear Network Analyser. An absolute calibration method has been verified, this method does not require a phase standard. Then our setup has been improved with pulsed modes, without dynamical losses, even for high duty cycles up to 0.01%. Burst of pulses and pulse profiling measurements are made possible. In the last part, we perform time domain waveform measurements of high power transistors showing the high power handling capability of this bench, especially for AlGaIn/GaN HEMT. This bench has proven its efficiency for separate trapping and thermal effects characterization with several approaches.

Keywords : HEMT AlGaIn/GaN, NVNA, power, pulsed characterization, time domain measurements, wave probe.