

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2007

Thèse N° 58-2007

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Fabien DE GROOTE

le 19 Octobre 2007

**Mesures de formes d'ondes temporelles en
impulsions : application à la
caractérisation de transistors micro-ondes
de forte puissance**

Thèse dirigée par Jean-Pierre TEYSSIER et Raymond QUÉRÉ

JURY :

Christophe GAQUIERE	Professeur, Université de Lille 1	Rapporteur
Dominique SCHREURS	Professeur, Université de Leuven (Belgique)	Rapporteur
Didier FLORIOT	Ingénieur	Examinateur
Patrice LE HELLEYE	Ingénieur	Examinateur
Jean-Luc MURARO	Ingénieur	Examinateur
Jean-Michel NÉBUS	Professeur, Université de Limoges	Examinateur
Raymond QUÉRÉ	Professeur, Université de Limoges	Examinateur
Jean-Pierre TEYSSIER	Maître de Conférence HDR, Université de Limoges	Examinateur

A tous mes proches, à ma femme...

Remerciements

Ces travaux de doctorat se sont déroulés au laboratoire XLIM. Je désire ainsi remercier le Professeur Guillon pour m'y avoir accueilli. Je tiens également à remercier le Professeur Quéré pour m'avoir permis de mener ces travaux dans le département Circuits Composants Signaux Systèmes qu'il dirige, ainsi que pour avoir supervisé ceux-ci en tant que directeur de thèse. Ma reconnaissance va également au Docteur Jean-Pierre Teyssier pour avoir encadré ces recherches effectuées ainsi que pour sa présence, ses conseils et sa vision à long terme.

Ces quelques pages ne pourraient être publiées sans le concours de Dominique Schreurs, Professeur de l'Université de Leuven (Belgique) et du Professeur Christophe Gaquière de l'Université de Lille 1. Je les remercie sincèrement pour avoir accepté de rapporter ce document.

Je désire exprimer ma gratitude à Messieurs Didier Floriot, Patrice Le Helleye, Jean-Luc Muraro et Jean-Michel Nébus pour avoir pris part au jury de cette thèse.

J'ai également une pensée pour mes collègues du département, et tout particulièrement pour mes camarades des bancs de mesures qui savent bien combien la réussite de celles-ci dépend de la quantité de café absorbée, ainsi que pour les personnels du site de l'IUT GEII à Brive pour leur sympathie et leur aide.

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

Je souhaite bon courage aux prochains doctorants pour continuer les travaux qui ont initié ce banc de mesures, ainsi qu'à tous les thésards qui se passionnent pour la mesure.

Table des matières

Table des matières	1
Table des figures	6
Liste des tableaux	11
Introduction générale	14
Chapitre 1 : Les transistors de puissance et leur caractérisation aux fréquences micro-ondes	17
1.1 Introduction	18
1.2 Les transistors de puissance	18
1.2.1 Introduction	18
1.2.2 Définitions préliminaires	19
1.2.2.1 La densité de puissance	19
1.2.2.2 La puissance de sortie	19
1.2.2.3 Le gain en puissance	20
1.2.2.4 Le rendement en puissance ajoutée	20
1.2.2.5 La notion d'adaptation	20
1.2.2.6 Les fréquences f_t et f_{max}	21
1.2.3 Les différents matériaux utilisés pour l'amplification de signaux aux fréquences micro-ondes	22
1.2.4 Un composant dédié à l'amplification de puissance micro-ondes : le transistor HEMT AlGa _N /Ga _N	23
1.2.4.1 Description	23
1.2.4.2 Les limitations	25
1.2.4.3 Avancées technologiques par rapport à la structure de base	29
1.2.4.4 Les performances en puissance micro-onde	35
1.2.4.5 Les applications	37
1.2.4.6 Les extensions à partir du HEMT AlGa _N /Ga _N	41
1.2.4.7 Conclusion sur le HEMT AlGa _N /Ga _N	43
1.2.5 D'autres types de transistors de puissance micro-ondes	43
1.3 Méthodes et outils de caractérisation électrique des transistors de puissance micro-ondes	46
1.3.1 Introduction	46
1.3.2 Différentes approches de caractérisation	47
1.3.2.1 La méthode fréquentielle	47
1.3.2.2 La méthode temporelle	47
1.3.2.3 Discussion	49
1.3.3 Différents bancs de mesure	50
1.4 Conclusion	57
Chapitre 2 : Le banc de mesures autour de l'Analyseur de Réseaux Grand Signal (LSNA) pour des mesures de puissance aux fréquences micro-ondes	58
2.1 Introduction	59

2.2	Description plus approfondie du LSNA	60
2.2.1	Structure interne	60
2.2.2	Le calibrage particulier	62
2.2.3	Notion de “Test Set” associée	64
2.3	Les différentes utilisations du LSNA	68
2.3.1	Introduction	68
2.3.2	La mesure localisée sur un circuit MMIC	68
2.3.3	La technique “load-pull” temps réel	69
2.3.4	La mesure de signaux modulés	69
2.3.5	Les modèles comportementaux	71
2.3.6	Autres utilisations	71
2.4	Le LSNA dans un environnement de caractérisation de puissance	72
2.4.1	Introduction	72
2.4.2	Description de l’environnement	72
2.4.3	Cohabitation coupleur avec tuner	73
2.4.3.1	Introduction	73
2.4.3.2	Tuner puis coupleur	73
2.4.3.3	Coupleur puis tuner	74
2.5	Alternative au couplage distribué classique : le couplage localisé	76
2.5.1	Introduction	76
2.5.2	Définitions préliminaires : couplage et directivité	76
2.5.3	Quelques coupleurs disponibles pour des applications de puissance	77
2.5.4	Description du couplage localisé	80
2.5.5	Figures de mérite d’un coupleur : application au couplage localisé	87
2.5.5.1	Le facteur de couplage : simulations et mesures	87
2.5.5.2	La directivité	91
2.5.5.3	Les pertes induites par le coupleur	96
2.5.6	Conclusion	99
2.6	Description de l’ensemble du banc de mesures	99
2.6.1	Intégration du couplage localisé au banc de mesures	99
2.6.2	Mesures en excitation RF et polarisation continues	101
2.7	Extensions	106

Chapitre 3 : Les mesures temporelles en impulsions 110

3.1	Différentes approches de la mesure en impulsions	111
3.1.1	Quelques définitions préliminaires	111
3.1.1.1	Le rapport cyclique	111
3.1.1.2	Le plancher de bruit et la dynamique de mesure	112
3.2	Discussion des méthodes classiques de mesure en impulsions pour les formes d’ondes temporelles	112
3.2.1	Les méthodes concernant les mesures RF en impulsions	112
3.2.1.1	La méthode dite bande étroite	113
3.2.1.2	La méthode dite large bande	114
3.2.1.3	Conclusion	115
3.2.2	Des résultats concernant la gestion des mesures en impulsions	115
3.2.3	Les domaines d’applications des rapports cycliques	115

3.2.4	Les besoins de dynamique dans le contexte des mesures de formes d'ondes temporelles à de fortes puissances	117
3.3	Une autre méthode de mesure en impulsion : approche temporelle stroboscopique	117
3.3.1	Principe général	117
3.3.2	Calculs correspondants au LSNA et aux CAN	119
3.3.2.1	Première étape	119
3.3.2.2	Deuxième étape	121
3.3.2.3	Exemples	122
3.3.3	Mise en place et vérifications préliminaires	123
3.3.3.1	Matériel ajouté pour la prise en charge du mode en impulsions	123
3.3.3.2	Mise à jour du coeur du logiciel associé au LSNA	123
3.3.3.3	Mesures de signaux simples en mode stroboscopique	125
3.3.3.3.1	Mesures directes aux CAN	125
3.3.3.3.2	Mesures RF via le LSNA	133
3.3.3.4	Autres vérifications	138
3.4	Évaluation et intérêts de l'approche temporelle stroboscopique	140
3.4.1	Variation du rapport cyclique et dynamique associée	140
3.4.2	Mesures RF de puissance pour différents rapports cycliques	141
3.4.2.1	Les chemins de commandes du banc de mesure adapté à la mesure en mode stroboscopique	141
3.4.2.2	Mesures d'un transistor de puissance	141
3.4.3	Conclusion sur l'approche temporelle	146
3.5	Comparaison de mesures	147
3.5.1	Description des mesures	147
3.5.2	Comparaison entre deux bancs de puissance	148
3.6	Conclusion et extensions	148

Chapitre 4 : Caractérisation de composants micro-ondes de puissance 151

4.1	Introduction	152
4.2	Intérêt du cycle de charge pour les excursions en tension et en courant	152
4.2.1	Les excursions en tension et courant	153
4.2.2	Les limites d'utilisation	155
4.2.2.1	La zone d'avalanche	155
4.2.2.2	Le courant de drain maximal	156
4.2.2.3	Les mesures pour atteindre plusieurs zones simultanément	158
4.2.2.4	Conclusion	158
4.3	La contribution à la caractérisation des pièges de drain	159
4.3.1	Premièrement : du point de vue mesure	160
4.3.2	Deuxièmement : du point de vue de la comparaison mesure/modèle	162
4.4	La tenue en puissance des composants en GaN	165
4.5	L'influence de l'adaptation aux fréquences harmoniques	171
4.6	Extensions	173
4.7	Conclusion	178

Conclusion générale et perspectives	180
Bibliographie	182
Annexes	197
Nomenclature	198
Publications et communications relatives à ce travail	199
Annexe 1 : Les bandes de fréquences	201
Annexe 2 : Le tableau de Mendeleïev	202

Table des figures

1.1	Quadripôle avec conventions d'ondes de puissance	19
1.2	Quadripôle avec conventions de tensions et courants	19
1.3	Modèle petit signal simplifié d'un transistor HEMT	21
1.4	Comparaison entre le GaN et le GaAs à partir de la figure de mérite de Johnson	23
1.5	Coupe d'un HEMT AlGaIn/GaN "de base"	24
1.6	Illustration de l'effet des pièges de grille et de drain à différentes polarisations en impulsions sur un HEMT AlGaIn/GaN 2x50 μm , impulsions 350 ns/30 μs , Vgs variant de -7 à 0 V pour le réseau	26
1.7	Dégradation de la puissance de sortie en dB en fonction du temps pour les deux structures	28
1.8	Dégradation du courant de drain en impulsions, en pourcentage par rapport au courant en continu	28
1.9	Coupe d'un HEMT AlGaIn/GaN avec couche de passivation	29
1.10	Effet du dépôt d'une couche de passivation sur les réseaux de caractéristiques I(V) d'un HEMT AlGaIn/GaN	30
1.11	Coupe d'un HEMT AlGaIn/GaN avec passivation et Field Plate	30
1.12	Influence de la longueur d'un Field Plate sur la densité de puissance en fonction de la tension drain-source	31
1.13	Exemple de structure d'un HEMT AlGaIn/GaN avec deux Field Plates	33
1.14	Variation de f_t et f_{max} en fonction de la longueur du Field Plate connecté à la grille	33
1.15	Exemple de connexion du second Field Plate à la source du HEMT	34
1.16	Comparaison de performances entre un Field Plate connecté soit à la grille soit à la source	34
1.17	Champ électrique en fonction de la position transversale dans le canal	36
1.18	Tension de claquage d'un HEMT AlGaIn/GaN pour différents choix de technologies	36
1.19	Structure du HEMT AlGaIn/GaN ayant atteint plus de 40 W/mm	38
1.20	Résultats en puissance, gain et PAE, atteignant une densité de puissance de sortie de plus de 40 W/mm	38
1.21	Puissance de sortie, gain et PAE en fonction de Vds	39
1.22	Performances en puissance et en PAE d'un HEMT AlGaIn/GaN polarisé à Vds=50 V à 2.6 GHz	40
1.23	Comportement de la puissance de sortie sur une bande de fréquences 2.5-2.7 GHz	40
1.24	Performances d'un amplificateur donnant 750 W à 2.14 GHz	41
1.25	Photographie de l'amplificateur créé à partir d'un HEMT AlGaIn/GaN pour une puissance de sortie de 550 W à 3.5 GHz	41
1.26	Photographie de l'oscillateur créé à partir d'un HEMT AlGaIn/GaN	42
1.27	Photographie du package avec deux transistors GaN servant de commutateur	42
1.28	Commutations tensions/courants sur une charge résistive à moins de 25 ns	42
1.29	Densité de courant de sortie pour des tensions Vgs de -10 V à 2 V par pas de 2 V pour une plage de tension de drain de 0 à 10 V. Mode en impulsions avec point de repos Vgs=Vds=0 V	44
1.30	Transistor HEMT InAlN/GaN mesuré à 1000 °C	44

1.31	Comparaison de coupes de structures HEMT AlInN/GaN (gauche) et MOSHEMT AlInN/GaN (droite)	45
1.32	Courant de fuite dans la grille pour des transistors HEMT AlInN/GaN et MOSHEMT AlInN/GaN 0.2x100 μm	45
1.33	Principe du montage “VNA+” proposé par NMDG Engineering	49
1.34	Principe de la mesure I(V) et paramètres [S] en impulsions	51
1.35	Banc complet de mesure en impulsions tel qu’il est présent à XLIM	51
1.36	Exemple de banc load-pull	53
1.37	Exemple de banc load-pull avec boucle active et un ARV	53
1.38	Exemple de banc load-pull actif avec un ARV modifié	55
1.39	Exemple de banc load-pull avec un MTA	56
1.40	Banc load-pull avec un MTA pour la reconstitution des formes d’ondes temporelles	56
1.41	Banc électro-optique au NIST	57
2.1	Structure interne du LSNA	60
2.2	Principe de la translation de fréquence de la bande RF vers la bande IF	61
2.3	Le rôle du synthétiseur de fréquence haute précision FracN dans le LSNA	62
2.4	Étape de calibrage relatif, par exemple de type SOLT	63
2.5	Étape de calibrage en amplitude	65
2.6	Étape de calibrage en phase	65
2.7	Le LSNA commercial	66
2.8	Le LSNA avec les différents chemins de puissance	67
2.9	Mesure des tensions et courants sur un MMIC avec des sondes haute impédance	68
2.10	Banc de caractérisation “load-pull” temps réel à plusieurs harmoniques	70
2.11	Exemple des impédances de charge parcourues autour d’une position du tuner de sortie pour a) la méthode CW et 13 niveaux de puissance d’entrée et b) la méthode améliorée à deux tons et un niveau de puissance d’entrée	70
2.12	Banc avec l’ordre DST-tuner-coupleur	73
2.13	Banc avec l’ordre DST-coupleur-tuner	75
2.14	Principe général d’un coupleur	76
2.15	Facteur de couplage du Agilent 11692D	78
2.16	Directivité du Agilent 11692D	78
2.17	La sonde de puissance : une boucle formée à partir d’un câble RF unique	81
2.18	La sonde de puissance placée au-dessus de la ligne RF principale	82
2.19	La sonde de puissance : effet du champ électrique	82
2.20	La sonde de puissance : effet du champ magnétique	83
2.21	La sonde de puissance : bilan des effets	83
2.22	Schéma équivalent de l’influence du champ magnétique	84
2.23	Diagramme vectoriel de l’influence du champ magnétique	84
2.24	Schéma équivalent de l’influence du champ électrique	86
2.25	Diagramme vectoriel de l’influence du champ électrique	86
2.26	Facteur de couplage pour une position donnée de la sonde par rapport à la ligne RF principale	88
2.27	Différents facteurs de couplage mesurés à différentes positions de la sonde	89
2.28	Différents facteurs de couplage mesurés pour les différentes positions de la sonde avec la simulation électromagnétique associée	90

2.29	Facteurs de couplage mesurés et simulés à 6GHz pour les mêmes différentes positions de la sonde	91
2.30	Directivité obtenue pour la même position que la figure 2.26	92
2.31	Différentes directivités mesurées pour les mêmes différentes positions de la sonde	93
2.32	Mesure de la directivité avec une ligne fermée par une impédance réelle de 50 Ω de référence	94
2.33	Mesure de directivité après calibrage : coefficient de réflexion à l'accès 1 d'une impédance réelle de 50 Ω de référence	96
2.34	Pertes d'adaptation de la ligne fendue au port 1	97
2.35	Pertes d'insertion de la ligne fendue (port 1 vers port 2)	97
2.36	Pertes d'insertion de la ligne fendue (port 2 vers port 1)	98
2.37	Pertes d'adaptation de la ligne fendue au port 2	98
2.38	Banc avec les deux tuners et les deux sondes de puissance	100
2.39	Banc complet pour la polarisation et la mesure de transistors	100
2.40	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à f_0	102
2.41	PAE en fonction de la puissance d'entrée à f_0	102
2.42	Tension de drain en fonction du temps	103
2.43	Courant de drain en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	103
2.44	Tension de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	104
2.45	Courant de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées	104
2.46	Cycle d'entrée pour différentes puissances d'entrées	105
2.47	Cycle de charge pour différentes puissances d'entrées	105
2.48	Courant de drain continu pour différentes puissances d'entrées	106
2.49	Facteur de couplage d'une sonde de puissance jusqu'à 40 GHz	107
2.50	Pertes d'insertion d'une ligne fendue 40 GHz jusqu'à 20 GHz	109
2.51	Pertes d'adaptation d'une ligne fendue 40 GHz jusqu'à 20 GHz	109
3.1	Définitions des noms donnés aux différentes étapes d'une excitation en impulsions	111
3.2	Définitions d'une porteuse en impulsions dans le domaine temporel	112
3.3	Définitions d'une porteuse en impulsions dans le domaine fréquentiel	113
3.4	Opération de filtrage passe-bande autour de f_{i_0}	113
3.5	Détection large bande pour la mesure en impulsions, cas du Agilent PNA	114
3.6	Mesure en impulsions petit signal avec un Agilent 8510 modifié	116
3.7	Domaine d'applications des excitations en impulsions en fonction du rapport cyclique avec influence sur la dynamique disponible avec un 8510 et un PNA	116
3.8	Principe du mode temporel de prise d'échantillons en impulsions dit stroboscopique	118
3.9	Schéma simplifié de la carte de gestion des déclenchements des impulsions	124
3.10	Montage pour test d'échantillonnage stroboscopique d'une sinusoïde pure	125
3.11	Sinusoïde pure mesurée d'un seul trait par les échantillonneurs commandés par le LSNA	127
3.12	Spectre d'une sinusoïde pure mesurée d'un seul trait par les échantillonneurs commandés par le LSNA	127
3.13	Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris par période	129
3.14	Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris par période	129

3.15	Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 10 périodes d'attente .	130
3.16	Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 10 périodes d'attente	130
3.17	Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 100 périodes d'attente	131
3.18	Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 100 périodes d'attente	131
3.19	Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec une erreur de recombinaison de phase	132
3.20	Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec une erreur de recombinaison de phase	132
3.21	Montage pour test d'échantillonnage stroboscopique d'un signal IF via le LSNA	133
3.22	Sinusoïde CW venant de la source RF	134
3.23	Spectre d'une sinusoïde CW venant de la source RF	134
3.24	Sinusoïde en impulsions venant de la source RF	136
3.25	Spectre d'une sinusoïde en impulsions venant de la source RF	136
3.26	Sinusoïde en impulsions venant de la source RF dans un deuxième choix de configuration de mesure	137
3.27	Spectre d'une sinusoïde en impulsions venant de la source RF dans un deuxième choix de configuration de mesure	137
3.28	Sinusoïde en impulsions venant de la source RF avec un retard à l'acquisition	139
3.29	Spectre d'une sinusoïde en impulsions venant de la source RF avec un retard à l'acquisition	139
3.30	Câblage des commandes pour la gestion des impulsions sur tous les appareils du banc	142
3.31	Mesure de la puissance à f_0 pour différents rapports cycliques	143
3.32	Mesure de la puissance à $2 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques	143
3.33	Mesure de la puissance à $3 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques	144
3.34	Mesure de la puissance à $4 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques	144
3.35	Mesure de la puissance à $5 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques	145
3.36	Mesure de cycles de charge pour un même point de puissance d'entrée pour différents rapports cycliques	145
3.37	Mesure d'un transistor de puissance en polarisation continue et RF en impulsions	147
3.38	Comparaison de la puissance de sortie mesurée par deux bancs différents .	149
3.39	Comparaison du gain mesuré par deux bancs différents	149
4.1	Mesure à une première impédance	154
4.2	Mesure à une deuxième impédance	154
4.3	Comparaison mesure/modèle de la zone d'avalanche	156
4.4	Mesure d'un cycle de charge pour quantifier le maximum de courant de drain	157
4.5	Mesure du cycle d'entrée et mise en évidence de l'augmentation du courant de grille	157
4.6	Mesure d'un cycle de charge avec capture de la zone de coude et celle d'avalanche	159
4.7	Puissance de sortie à différents choix de tensions de polarisation de drain .	161
4.8	PAE à différents choix de tensions de polarisation de drain	162

4.9	Cycles de charge à 2 dB de compression de gain à différents choix de tensions de polarisation de drain	163
4.10	Comparaison mesure/modèle de l'influence des pièges. Les croix correspondent aux mesures, les courbes en trait fin aux simulations sans effet de pièges, les courbes en trait plus épais aux simulations les incluant. Partie haute : $Z_L = (130 + j \cdot 125) \Omega$; partie basse : $Z_L = (27 + j \cdot 84) \Omega$.	164
4.11	Banc complet de mesures en mode CW et impulsions pour la caractérisation de transistors de puissance aux fréquences micro-ondes	165
4.12	Puissance de sortie à f_0 pour un domaine de puissances d'entrée à f_0	167
4.13	Cycles de charge des 21 derniers points de puissance d'entrée à f_0	167
4.14	Gain en puissance à f_0 pour un domaine de puissances d'entrée à f_0	168
4.15	PAE à f_0 pour un domaine de puissances d'entrée à f_0	168
4.16	Puissance consommée pour un domaine de puissances d'entrée à f_0	169
4.17	Puissances de sortie à f_0 à différents V_{DS_0} pour un domaine de puissances d'entrée	170
4.18	Puissance de sortie à f_0 à la compression en fonction de V_{DS_0}	170
4.19	Cycles de charge à différents V_{ds_0} et à une compression donnée	171
4.20	Banc LPT équipé de sondes de puissance et du MPT en sortie	172
4.21	Cycle de charge pour la combinaison n°1	174
4.22	tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°1 .	174
4.23	Cycle de charge pour la combinaison n°2	175
4.24	tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°2 .	175
4.25	Cycle de charge pour la combinaison n°3	176
4.26	tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°3 .	176
4.27	Cycle de charge pour la combinaison n°4	177
4.28	Tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°4	177
5.29	Tableau périodique des éléments créé par Mendeleïev (source : http://fr.wikipedia.org	203

Liste des tableaux

1.1	Comparaison du GaAs et du GaN	22
3.1	valeurs pour la mesure en impulsions	122
3.2	possibilités de mesures d'un transistor pour une dynamique de 60 dB et cinq fréquences à mesurer	141
5.1	Bandes de fréquences avec leur symbole associé	201

Introduction générale

Si personne ne peut prédire quelles seront les différentes technologies utilisées demain ou après demain en particulier dans le domaine de l'électronique, il est un besoin qui restera présent : communiquer sans fil. L'expansion de ce type de communication et la quasi dépendance de nos sociétés envers celui-ci permet sans grand risque de dire que les nouveaux dispositifs vont continuer de s'accroître en volume et en diversité.

Ceci étant, la principale conséquence de ce constat se trouve dans le spectre utilisé pour ce genre de communications, au-dessus de 900 MHz, la tendance étant d'augmenter la fréquence de transmission. Les systèmes, les composants doivent donc suivre cette même évolution. L'élément actif de base de ces systèmes électroniques qui est le transistor doit lui aussi voir ses caractéristiques de fonctionnement s'adapter en puissance et en fréquence d'amplification de signaux.

Cette double compétence à maîtriser dans la conception d'un transistor, haute puissance et haute fréquence, amène de nombreux efforts pour concevoir des modèles, et des techniques de mesure qui la prennent en considération. L'objet de ces travaux de doctorat consiste dans le développement de systèmes et techniques de mesure appropriés aux nouveaux transistors élaborés par les fonderies académiques et industrielles.

Ces quelques pages vont ainsi détailler un système de caractérisation qui s'efforce, par son organisation, par ses choix techniques et par ses propriétés, de se placer dans un domaine de puissance et de fréquences qui présentent un intérêt dans le secteur des télécommunications sans fil, à plusieurs watts et à plusieurs gigahertz. D'autres domaines d'activités, tels que les systèmes radars, seront aussi intéressés par ces techniques de caractérisation.

La première partie de ce manuscrit détaille les performances récentes réalisées par des laboratoires pour la conception de transistors de puissance micro-ondes, en terme de performances électriques. Elle présente aussi différents aspects de leur caractérisation avec les systèmes de mesure les plus généralement utilisés pour les mesures non linéaires des transistors.

La deuxième partie, quant à elle, explique la constitution du système élaboré durant les études de ce doctorat. Les différents éléments constitutifs d'un banc de caractérisation temporelle ont été revisités, afin de les adapter au cahier des charges, à savoir la mesure des transistors de très fortes puissances. En particulier, une nouvelle approche de méthode de couplage est mise en place.

Cette deuxième ayant abouti à des mesures non linéaires de composants de puissance en mode continu ; la troisième montre comment mesurer en impulsions avec ce système des composants de puissance dans des configurations comportementales extrêmes. Le mode d'impulsions permet notamment de limiter et de contrôler l'auto-échauffement des transistors. La technique présentée permet de garder intacte la dynamique du système, pour parvenir à garder une qualité de mesure semblable le plus possible au mode continu.

Pour conclure, la dernière partie présente un échantillonnage significatif de mesures de transistors de puissance réalisées avec ce banc. Les caractérisations proposées démontrent l'intérêt du banc qui a été développé, et la pertinence des mesures de formes d'ondes temporelles appliquées aux grands signaux. Enfin, des perspectives de ces travaux seront dégagées.

Chapitre 1 :
Les transistors de puissance et leur
caractérisation aux fréquences
micro-ondes

1.1 Introduction

De quoi a-t-on besoin pour construire des systèmes performants en terme d'amplification de puissance dans le domaine des micro-ondes? Il y aurait beaucoup d'étapes à citer, chacune ayant ses points-clé. Pourtant, la connaissance de l'élément de base, la pierre angulaire de ces systèmes ne peut pas être évitée : le transistor de puissance. Au coeur de l'amplificateur de puissance, la conception, la fabrication, la caractérisation et la modélisation du transistor permettent d'atteindre les objectifs visés, que ce soit une puissance, un rendement, une consommation, une température... Les pages qui suivent donnent un aperçu des performances réalisées dans des laboratoires et chez des industriels spécialisés dans les transistors de puissance. Un exemple sera plus détaillé, le HEMT AlGa_N/Ga_N, qui est particulièrement intéressant au vu de ses potentialités, et du nombre d'équipes contribuant à améliorer ces dernières. Les aspects technologiques seront cités de manière, non pas à détailler avec précision les phénomènes physiques justifiant telle ou telle caractéristique, mais plutôt à mettre en lumière les possibilités et les limites actuelles de ce type de transistor. Quelques résultats marquants sur les performances du transistor et ses applications potentielles permettront de donner une vue d'ensemble de l'état de l'art.

Dans une seconde partie, différentes possibilités de caractérisation de ces transistors de puissance seront présentées. En effet, de nombreux industriels fournissent des appareils de mesure qui s'améliorent en bande passante et en versatilité. Avec ces instruments, beaucoup de laboratoires construisent des bancs qui présentent tous des aspects particuliers de mesure, autant d'angles différents pour comprendre le fonctionnement d'un transistor de puissance.

1.2 Les transistors de puissance

1.2.1 Introduction

La première partie traite des transistors de puissance. Il est difficile depuis les années 1990 de parler de puissance dans le domaine des micro-ondes sans parler des matériaux de la troisième et de la cinquième colonnes du tableau de Mendeleïev (1834-1907). La mise à disposition de ces matériaux pour les laboratoires et maintenant l'industrie électronique a permis une rupture technologique par rapport aux années précédentes dominées par le silicium.

Après quelques définitions préliminaires sur les conventions utilisées dans ce manuscrit

pour décrire les performances électriques des composants étudiés, l'emploi du nitrure de gallium comme matériau de base pour les transistors de puissance est expliqué. Puis le transistor HEMT AlGaIn/GaN sera développé, de sa structure de base vers des architectures plus complexes, en passant par les applications et les limites, tout en justifiant les évolutions par des améliorations sensibles des performances.

1.2.2 Définitions préliminaires

Avant de parler des critères de performances électriques, les conventions utilisées seront comme décrites sur les deux figures suivantes :

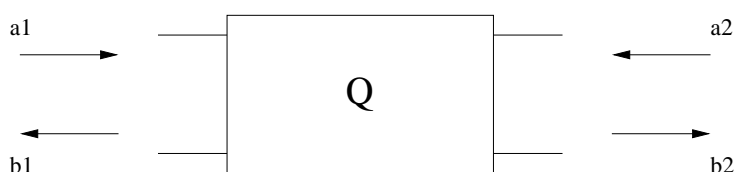


FIG. 1.1 – Quadripôle avec conventions d'ondes de puissance

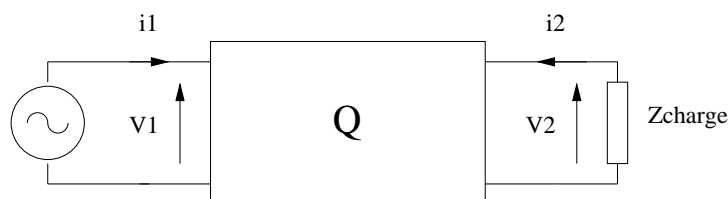


FIG. 1.2 – Quadripôle avec conventions de tensions et courants

1.2.2.1 La densité de puissance

La densité de puissance représente la puissance de sortie par unité de développement de grille du transistor. Elle s'exprime en général en W/mm et permet ainsi une comparaison aisée entre transistors de développements différents.

1.2.2.2 La puissance de sortie

La puissance de sortie est la donnée de base de la caractérisation en puissance. Sa définition est donnée à l'équation (1.1) :

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(V_2 \cdot (-I_2)^*) \quad (1.1)$$

Dans cette formule la convention adoptée définit la puissance délivrée à la charge par le quadripôle comme positive.

Par ailleurs, dans tout ce manuscrit, la puissance dite d'entrée est celle qui rentre effectivement dans le transistor.

1.2.2.3 Le gain en puissance

Le gain en puissance, noté G_P , est défini par le rapport de la puissance de sortie P_s sur la puissance d'entrée P_e à la fréquence de travail f_0 :

$$G_P = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.2)$$

La notion de compression à propos du gain en puissance définit la chute du gain après son niveau maximal, quand la puissance d'entrée augmente.

1.2.2.4 Le rendement en puissance ajoutée

Le rendement en puissance ajoutée, noté PAE ou η_{PAE} (Power Added Efficiency) exprime la puissance ajoutée par le transistor à la fréquence de travail f_0 par rapport à la puissance de polarisation :

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \quad (1.3)$$

A propos de la définition de cette grandeur, la puissance P_{DC} est fréquemment très proche du produit $V_{DS_{DC}} \cdot I_{DS_{DC}}$ dans le cas d'un transistor à effet de champ.

1.2.2.5 La notion d'adaptation

L'objectif lors de l'utilisation d'un transistor de puissance est de lui présenter une impédance à sa sortie qui permet de maximiser la puissance de sortie par rapport à un critère donné, comme à une compression de gain en puissance fixée. Le fait de trouver cette impédance constitue un point-clé de la caractérisation d'un transistor.

On dit d'un transistor qu'il est très désadapté en entrée lorsque son impédance d'entrée à la fréquence considérée est telle que le module du coefficient de réflexion en entrée est très proche de 1, coefficient $\frac{b_1}{a_1}$ défini par rapport aux ondes décrites sur la figure 1.1 en régime petit signal et par rapport à l'impédance de référence de 50 Ω . De même en sortie.

Ainsi, comme les impédances les plus éloignées de 50 Ω en terme de coefficient de réflexion sont les plus difficiles à synthétiser sur un circuit complet, on a tout intérêt à ce que l'impédance optimale de sortie d'un transistor de puissance soit proche de 50 Ω . Or, nous le verrons par la suite, les transistors HEMTs AlGaIn/GaN par exemple tolèrent

des tensions de polarisation très élevées. Cela signifie que pour une puissance de sortie donnée, le courant peut être plus faible, et donc la pente du cycle de charge peut avoir une valeur plus proche de 50Ω . Autrement dit, ils sont intrinsèquement moins désadaptés que d'autres types de transistors.

1.2.2.6 Les fréquences f_t et f_{max}

Prenons le cas d'un transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) et son modèle petit signal simplifié donné sur la figure 1.3.

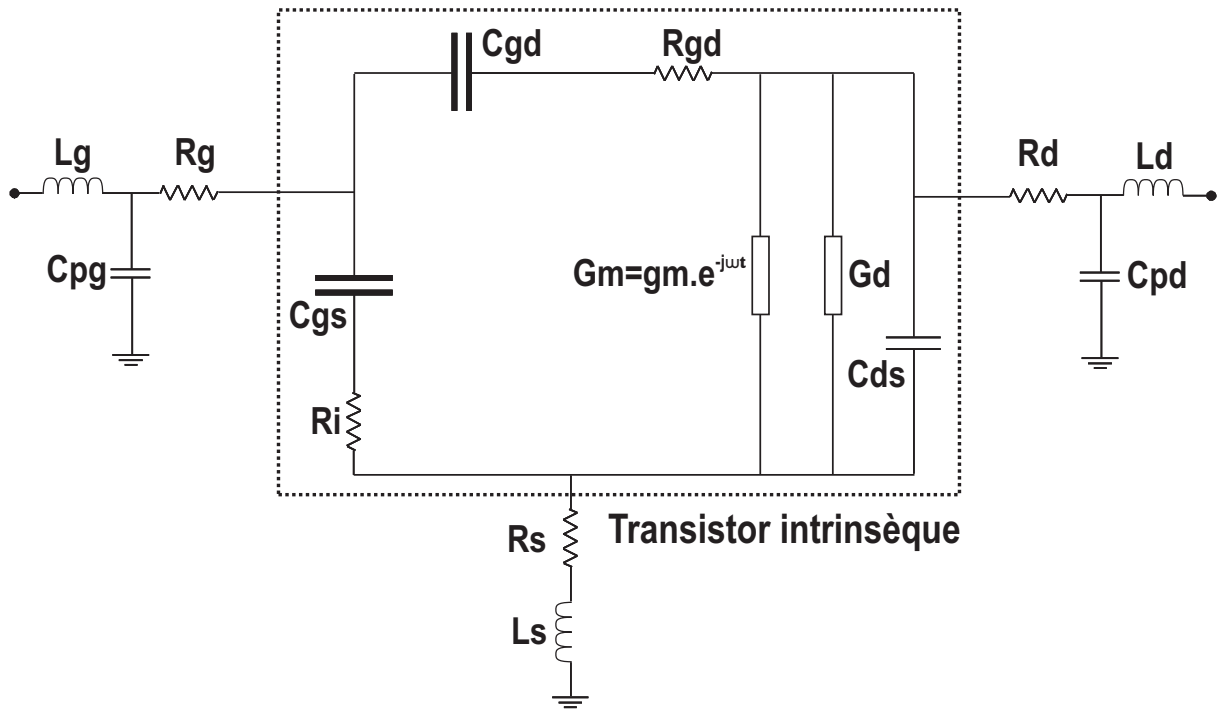


FIG. 1.3 – Modèle petit signal simplifié d'un transistor HEMT

La fréquence de transition f_t est définie pour la fréquence à laquelle le gain en courant du transistor est égal à 1.

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi (C_{gs} + C_{gd})} \quad (1.4)$$

La fréquence maximale d'oscillation f_{max} représente la fréquence pour laquelle le module du gain maximum disponible en puissance est égal à 0dB.

$$f_{max} = \frac{f_t}{2\sqrt{\left(2\pi f_t R_g C_{gd} + \frac{R_g}{R_{ds}}\right)}} \quad (1.5)$$

1.2.3 Les différents matériaux utilisés pour l'amplification de signaux aux fréquences micro-ondes

Depuis l'invention du transistor, élément de base pour l'amplification de signaux, différents matériaux ont été développés pour répondre à des applications très variées.

Pour les besoins des transmissions sans fil, les transistors qui conviennent sont ceux qui peuvent amplifier à des fréquences d'utilisations très élevées, plusieurs gigahertz ou même plusieurs dizaines de gigahertz. A cette contrainte se rajoute celle de la puissance que peut délivrer le composant, l'ordre de grandeur allant aujourd'hui du Watt au kilowatt en bande L, S et X (voir annexe 1).

Au fil du temps, la famille des matériaux disponibles s'est enrichie : du silicium vers le silicium-germanium, le carbure de silicium, l'arséniure de gallium, le nitrure de gallium, le phosphore d'indium, le nitrure d'aluminium. De plus, des combinaisons de ces matériaux ont été utilisées pour profiter de leurs propriétés respectives dans les domaines de l'optique et de l'électronique (AlGaIn, GaInP, AlGaAs, InGaAs, AlGaInP, AlInGaAs, InGaAsP, InGaN...).

Il est maintenant bien démontré que les transistors à base de nitrure de gallium (GaN) sont d'excellents candidats pour l'amplification de puissance micro-onde. Ils sont capables de travailler dans les domaines de fréquences et de puissance requis dans le domaine des télécommunications, ainsi que pour d'autres applications qui seront évoquées par la suite. Différentes propriétés intrinsèques au GaN sont très intéressantes comme la température maximale de fonctionnement, le champ électrique de claquage, la vitesse de saturation des porteurs, par rapport à l'arséniure de gallium (GaAs) qui était utilisé pour sa capacité à monter en fréquence (tableau 1.1 [1] [2]). La littérature a souvent rappelé ces propriétés et les a comparées entre matériaux [2] [3], mettant en évidence les avantages du GaN.

matériau	champ de claquage (MV/cm)	vitesse de saturation ($\cdot 10^7$ cm/s)	température maximale (°C)
GaAs	0.4	1.8	300
GaN	3.3	2.0	700

TAB. 1.1 – Comparaison du GaAs et du GaN

Pour résumer l'avantage d'utiliser le GaN par rapport à l'GaAs pour l'amplification de puissance, la figure 1.4 compare les deux matériaux à la lumière de la figure de mérite proposée par Johnson notée JFM [4] qui concerne les performances électriques (1.6) :

$$JFM = \frac{E_{br} \cdot v_{sat}}{2\pi} \geq \sqrt{P_{max} \cdot X_c} \cdot f_t \quad (1.6)$$

où P_{max} désigne la puissance de sortie maximale, X_c la réactance d'entrée, E_{br} le champ de claquage et v_{sat} la vitesse de saturation. La figure 1.4 [4] montre ainsi les limites déduites des caractéristiques physiques. Il existe ainsi un rapport d'au moins sept, à l'avantage du GaN, entre les capacités théoriques des deux matériaux pour les applications de puissance.

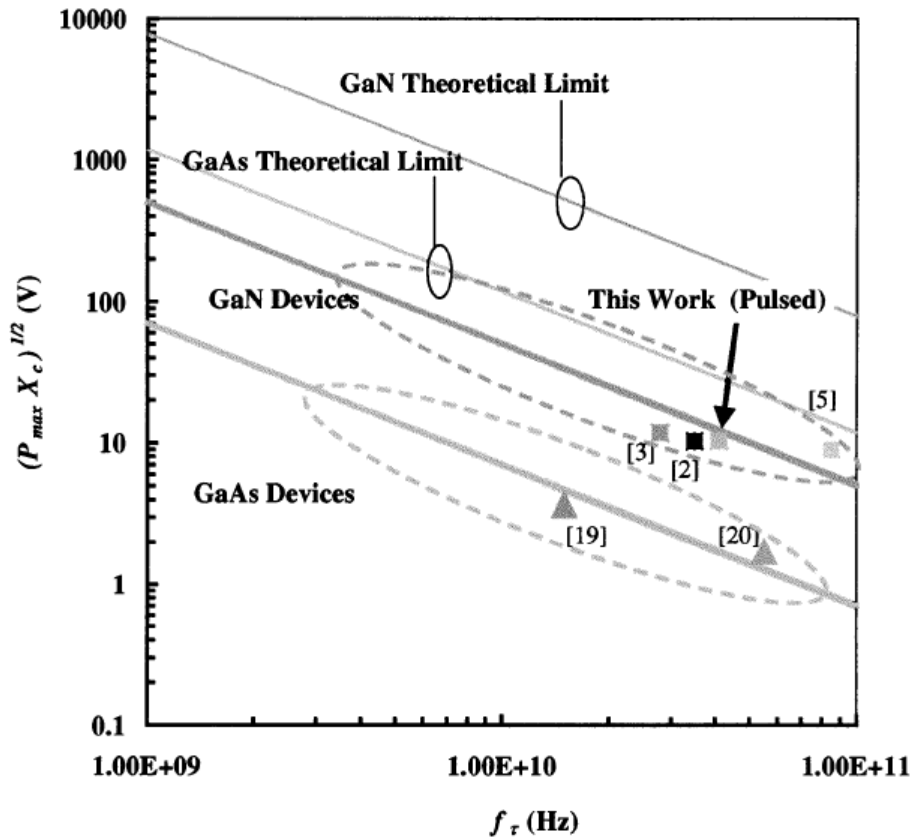


FIG. 1.4 – Comparaison entre le GaN et le GaAs à partir de la figure de mérite de Johnson

1.2.4 Un composant dédié à l'amplification de puissance micro-ondes : le transistor HEMT AlGaIn/GaN

1.2.4.1 Description

Le transistor à haute mobilité électronique (HEMT : High Electron Mobility Transistor) est un transistor dédié aux applications d'amplification de puissance micro-onde. Une des premières publications sur l'utilisation de l'alliance AlGaIn/GaN pour un

HEMT est [5] de 1993. Un exemple de structure de base d'un HEMT AlGa_N/Ga_N est donné sur la figure 1.5 [6].

Le transistor HEMT AlGa_N/Ga_N est basé sur l'hétérojonction, c'est-à-dire une jonction entre des matériaux ayant des bandes interdites différentes. Le principe est de contrôler le courant de drain, ce qui est réalisé par un contact Schottky, comme dans le cas des MESFETs. Mais alors que dans le cas du MESFET, l'électrode de grille contrôle la section de canal disponible pour la conduction, dans le cas du HEMT, elle contrôle la concentration des porteurs dans une zone non dopée qui constitue le canal du transistor.

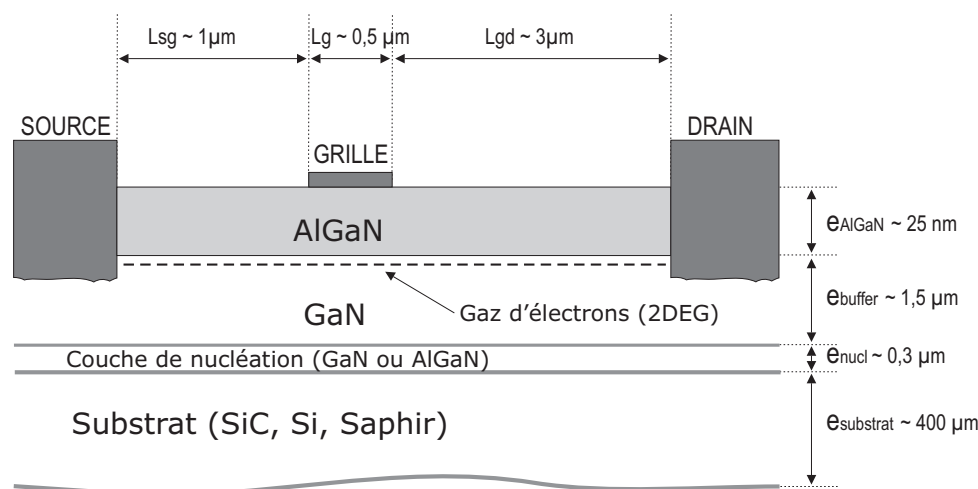


FIG. 1.5 – Coupe d'un HEMT AlGa_N/Ga_N "de base"

Dans sa forme originelle, on a fait croître une couche de Ga_N suivie d'une couche d'AlGa_N. D'après les règles d'Anderson, lorsque les deux matériaux sont assemblés et après équilibre thermodynamique, les niveaux de Fermi doivent s'aligner. Il en résulte des discontinuités des bandes de conduction et de valence à l'interface, et la création d'un puits de potentiel dont le fond se trouve au-dessous du niveau de Fermi.

Le puits de potentiel, dont la largeur est de quelques dizaines d'Å, et la longueur d'onde associée à l'électron dans ce puits sont du même ordre de grandeur. Les électrons ont un comportement quantique et on parle de gaz bidimensionnel d'électrons (noté 2DEG) pour qualifier le courant dans cette structure. L'intérêt de ce gaz 2D, et à fortiori des HEMTs, est que les électrons y possèdent une mobilité importante, permettant de fortes densités de courant à des hautes fréquences.

1.2.4.2 Les limitations

- Les effets de pièges

Les effets de pièges sont particulièrement gênants dans les transistors HEMTs de puissance. En effet, ils contribuent nettement à diminuer l'excursion maximale disponible en tension et en courant pour les transistors et l'importance de ces effets dépend des niveaux de polarisation.

Ces effets sont complexes à quantifier et leur origine est également difficile à identifier clairement. C'est pourquoi on trouve beaucoup de publications à ce sujet, montrant bien la complexité du sujet [1] [6] [7] [8] [9] [10]. La thèse de Christophe Charbonniaud [2] traite abondamment de ce sujet. Elle montre que les pièges ont comme source la grille et le drain, d'où les expressions pièges de grille ("gate-lag") et pièges de drain ("drain-lag"). Ils sont particulièrement bien mis en évidence en polarisant le composant en impulsions de grille et/ou de drain : le courant de drain et la tension de coude obtenus peuvent varier énormément.

Toute la difficulté consiste à comprendre le plus exactement possible les phénomènes mis en jeu pour intégrer ces effets dans les modèles des transistors. La figure 1.6 [11] donne un exemple d'influence des pièges sur les réseaux I(V) en impulsions.

Sur le cadre du haut, le point de repos de l'impulsion de drain est à 0 V et le niveau dans l'impulsion balaie les valeurs désirées. Pour la grille, le point de repos est à 0 V (premier réseau) ou à -8 V (deuxième réseau). Pour les deux réseaux, aucune puissance n'est dissipée au repos, ce qui donne donc deux états thermiques de repos comparables. Cette figure montre que le courant de drain obtenu est dégradé dans le cas d'une polarisation de grille au repos à -8 V. Cette perte est attribuée aux pièges de grille.

Sur le cadre du bas, le point de repos de grille est fixé à -7 V pour les deux réseaux. La tension de repos de drain est à 0 V pour un réseau et 25 V pour le deuxième. Comme le transistor est pincé, l'état thermique ne change là encore que très peu entre les deux mesures. La figure montre que la tension de repos à 25 V modifie considérablement le réseau, en terme de tension de coude et en terme de courant de drain pour les tensions de drain dans l'impulsion inférieures à 25 V. Ces pertes sont attribuées aux pièges de drain. [9]

Le papier [12] propose une méthode pour contribuer à comprendre l'influence des pièges de drain sur les réseaux I(V).

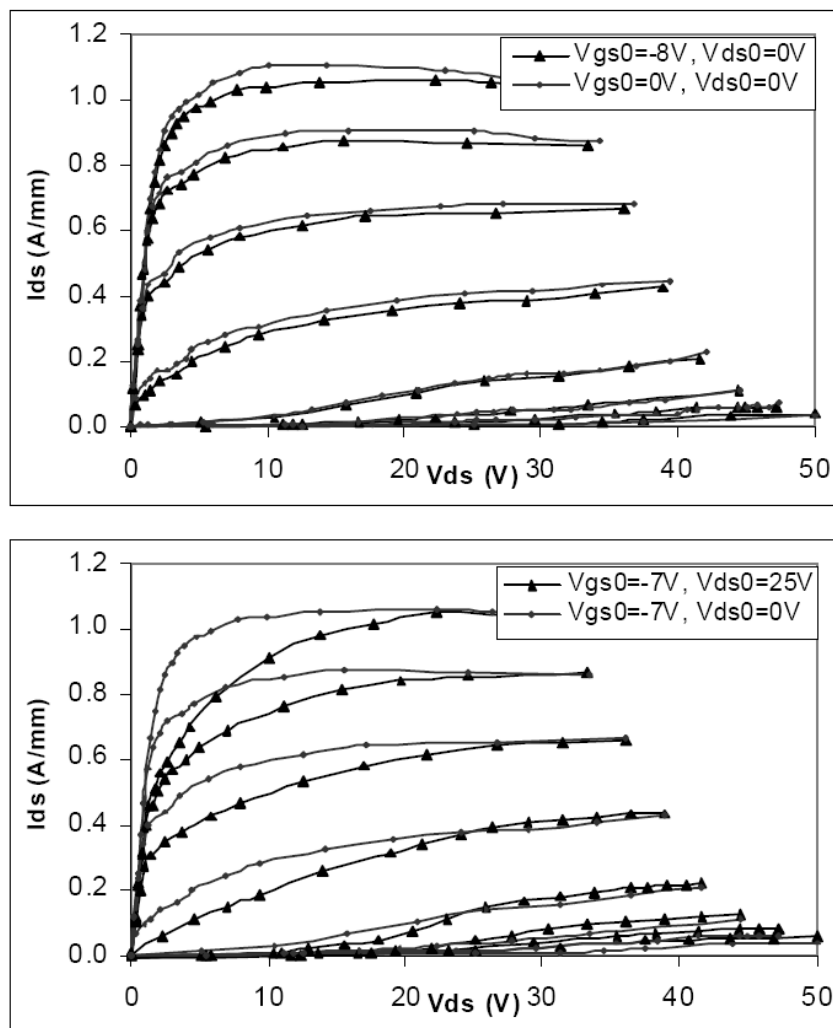


FIG. 1.6 – Illustration de l’effet des pièges de grille et de drain à différentes polarisations en impulsions sur un HEMT AlGaIn/GaN $2 \times 50 \mu m$, impulsions 350 ns/30 μs , V_{gs} variant de -7 à 0 V pour le réseau

Ainsi, un des enjeux de la conception et de la fabrication des transistors de puissance HEMTs AlGaIn/GaN est de limiter au maximum les effets de pièges pour ne pas limiter les performances électriques grand signal du composant.

- Les effets thermiques

Les effets thermiques sont à prendre en considération pour les concepteurs de transistors HEMTs car les caractéristiques des matériaux comme la mobilité électronique se dégradent avec l’augmentation de la température. Cela donne des diminutions des performances électriques de ces derniers quand la température s’accroît [13]. Il y a différentes manières de voir les effets de la température sur le comportement électrique du transistor [2], dont deux seront citées ici. Premièrement, on peut comparer les réseaux de caractéristiques $I(V)$ en continu donc avec auto-échauffement en fonction de la

puissance dissipée avec des réseaux en impulsions où la puissance dissipée est bien plus faible. Deuxièmement, on peut comparer des réseaux en impulsions identiques avec un asservissement de la température d'enclenche du transistor.

Pour prendre en compte ces effets, il faut développer des techniques de mesure qui sont détaillées en [2], permettant d'extraire les constantes de temps thermiques et les résistances thermiques associées à chaque technologie, taille, ou filière de composants. Celles-ci peuvent ensuite être intégrées à des modèles, qui sont alors appelés électro-thermiques [9].

- Les effets de stress et de vieillissement

Le vieillissement des composants HEMT AlGa_N/Ga_N a également fait l'objet d'études. En effet, suivant les technologies employées et les puissances RF et DC appliquées, les performances électriques diminuent plus ou moins sensiblement en fonction du temps [14] [15].

En particulier, l'équipe de C. Lee de la société Triquint [15] compare deux structures de HEMT AlGa_N/Ga_N. Les résultats apportés permettent de juger de la sensibilité des performances au choix de structure. Les structures notées A et B sont équipées de Field Plate et sont soumises à une tension de polarisation de 30 V ou même 40 V pour la A sur la figure 1.7 [15]. La fréquence d'excitation est de 10 GHz et la puissance d'entrée est réglée pour une compression de 3 dB sur le gain en puissance.

Cette figure montre bien que la structure B est beaucoup plus fragile au stress que la A. Sa puissance de sortie a perdu plus de 1 dB en moins de 60 heures de fonctionnement, alors que la A a perdu moins de 0.25 dB en plus de cent heures. Même l'accroissement de V_{ds} n'accroît pas de manière significative la perte de puissance de la A.

La figure 1.8 [15], quant à elle, montre avant et après un stress RF pour chaque structure, le pourcentage d'écart sur le courant de sortie en impulsions par rapport au courant mesuré en continu ($V_{ds}=12$ V, $V_{gs}=0$ V au repos) pour différentes tensions de repos V_{ds} .

L'écart de comportement entre les deux structures avant et après le stress est intéressant. Pour la A, la caractéristique post-stress reste proche de celle mesurée avant, tandis que pour la B le stress RF a eu un grave effet sur le courant de drain.

Cette partie permet de conclure que la fiabilité des transistors HEMT doit être prise

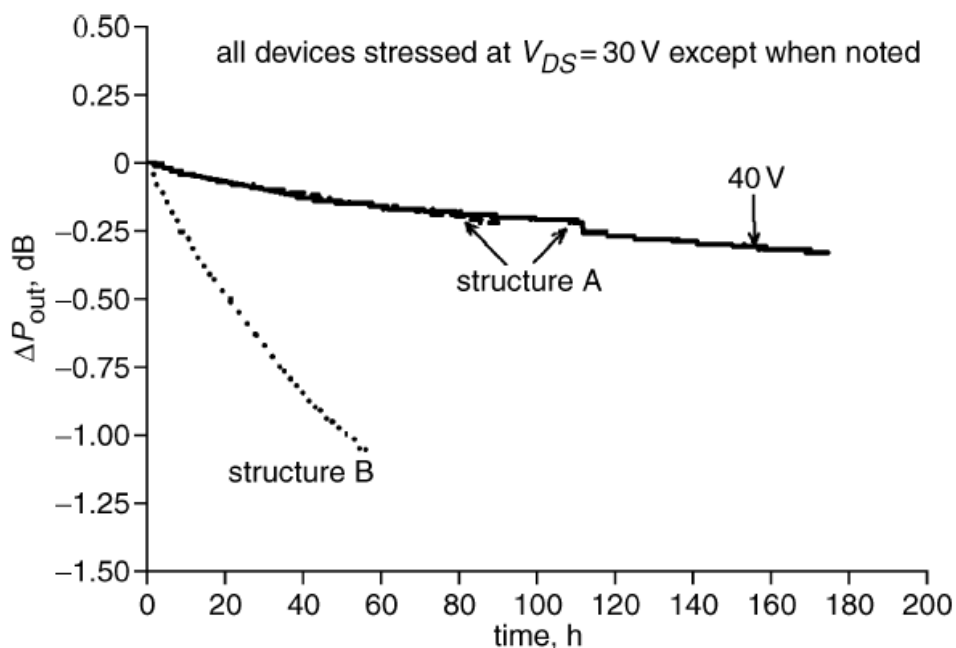


FIG. 1.7 – Dégradation de la puissance de sortie en dB en fonction du temps pour les deux structures

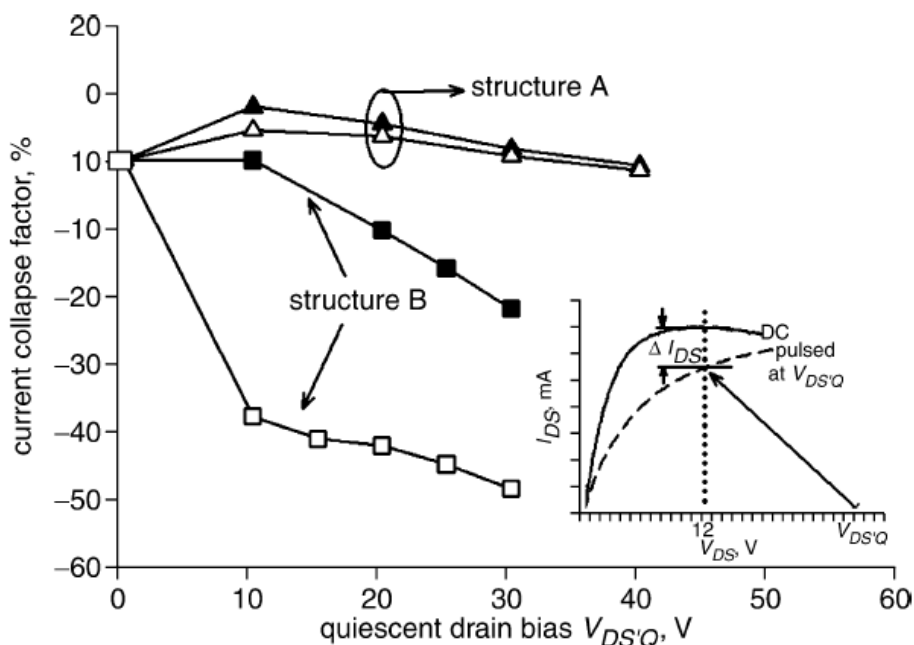


FIG. 1.8 – Dégradation du courant de drain en impulsions, en pourcentage par rapport au courant en continu

en compte dans les dimensionnements des systèmes. Cela signifie utiliser les transistors dans des domaines de fonctionnements qui n'altèrent pas à plus ou moins long terme ses performances électriques : les cycles de charge devront être considérés, ce qui signifie qu'il faudra savoir les mesurer et les simuler.

1.2.4.3 Avancées technologiques par rapport à la structure de base

Par rapport à cette structure de base, des avancées technologiques ont été ajoutées pour améliorer les caractéristiques du HEMT AlGa_N/Ga_N.

- La passivation

Une première évolution majeure a été l'ajout en surface du composant d'une couche de passivation, classiquement en matériau Si₃N₄ ou SiO₂. Cette couche permet l'amélioration des performances du transistor [16] [17] [18], car elle contribue à réduire certains effets de pièges. La figure 1.9 [19] montre un exemple de passivation ajoutée à un transistor HEMT AlGa_N/Ga_N.

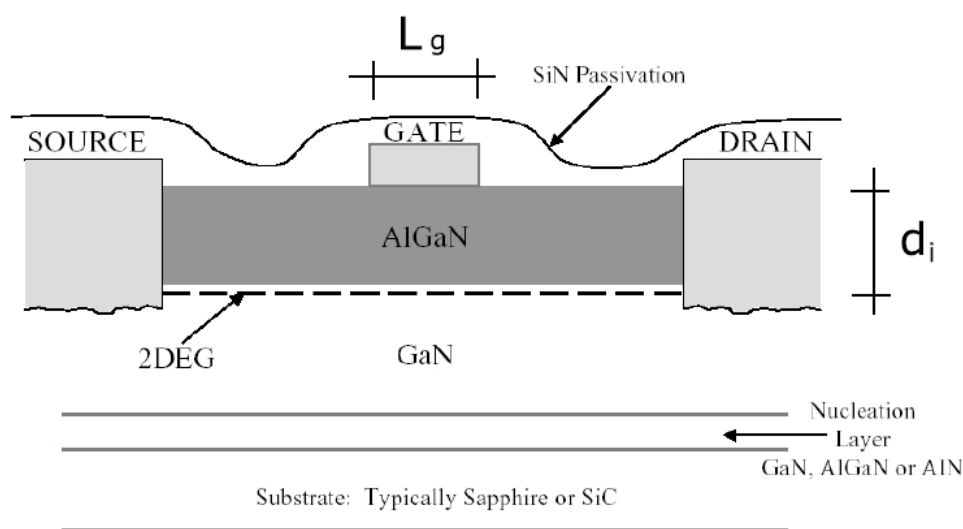


FIG. 1.9 – Coupe d'un HEMT AlGa_N/Ga_N avec couche de passivation

L'effet de l'ajout de cette couche de passivation sur les effets de pièges, en particulier sur ceux dits de grille se distingue facilement en mesurant les réseaux I(V) avant et après le dépôt de cette couche, ce que l'on peut évaluer sur la figure 1.10 [20].

La partie gauche de la figure 1.10 montre un réseau en DC superposé à un en courtes impulsions de grille, pour un composant non passivé. Le réseau en impulsions est fortement dégradé, presque deux fois moins de courant de drain à V_{ds} à 10 V. La partie

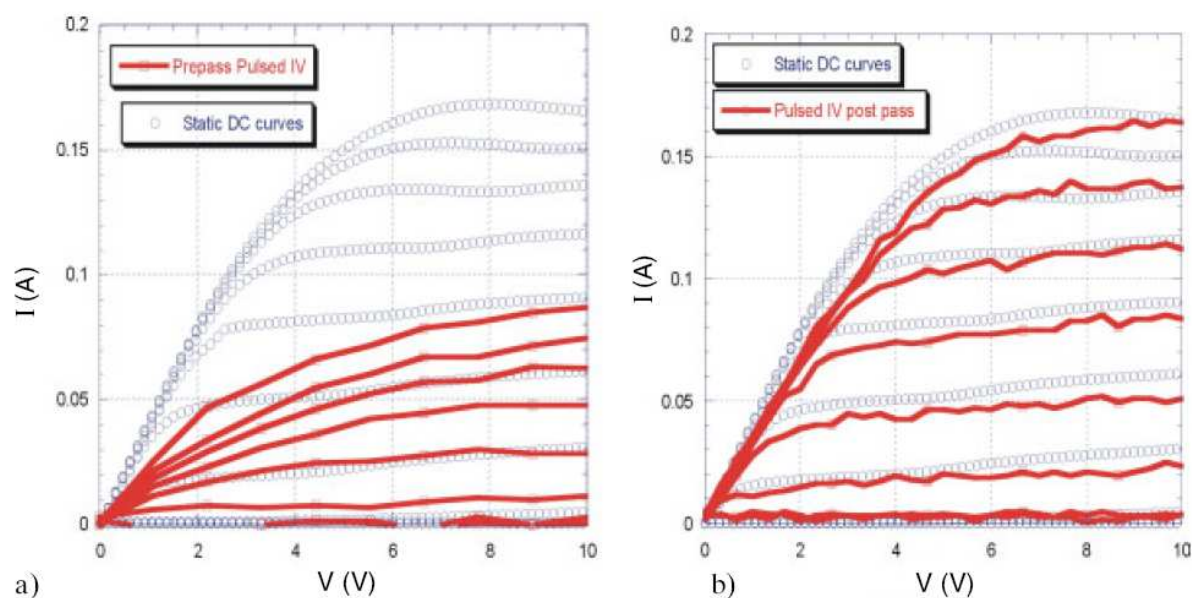


FIG. 1.10 – Effet du dépôt d’une couche de passivation sur les réseaux de caractéristiques $I(V)$ d’un HEMT AlGaIn/GaN

droite reprend les mêmes conventions, pour un transistor passivé. On note que le réseau en impulsions est bien meilleur que sur la partie gauche.

- Les plaques de champ (Field Plates)

Une des améliorations certainement les plus remarquables a été l’ajout d’un “Field Plate” au-dessus de la structure de base déjà passivée précédemment décrite. On trouve sur la figure 1.11 [21] le principe d’ajout d’une métallisation de grille s’étendant du côté du drain. Ce principe appliqué au HEMT AlGaIn/GaN remonte au moins à 2001 [22].

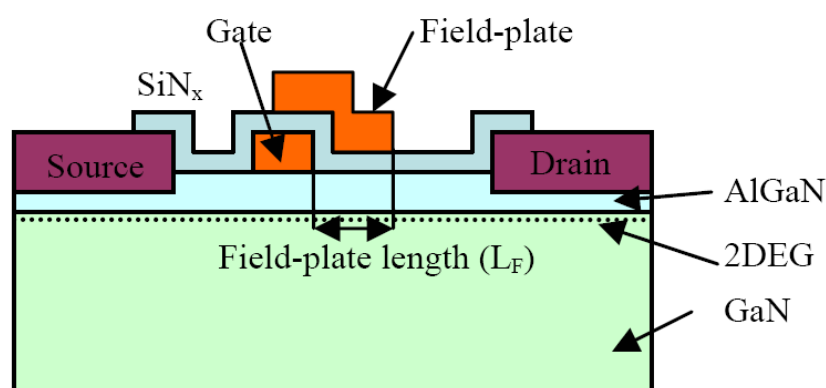


FIG. 1.11 – Coupe d’un HEMT AlGaIn/GaN avec passivation et Field Plate

L’efficacité de ce nouveau type de structure a fait ses preuves en améliorant le champ

de claquage et en limitant les effets de pièges. Elle a donc apporté une rupture en terme de puissance de sortie. En effet, avant l'apparition des Field Plates, la densité de puissance ne dépassait pas 10 W/mm [23]. Depuis, les densités de puissance atteignent 40 W/mm [24] à une fréquence de 4 GHz (16 dB de gain et 60 % de PAE, voir paragraphe sur les applications du HEMT AlGaIn/GaN). Une propriété notable quant à l'augmentation de cette densité de puissance est qu'elle est progressive en fonction de la "longueur" du Field Plate notée L_F . La figure 1.12 [23] montre cette influence et permet ainsi d'adapter cette longueur à une application en puissance donnée par rapport à un composant disponible pour cette application. La mesure reproduite dans cette figure est à 4 GHz pour un transistor de 246 μm de développement, avec des grilles de 0.5 μm .

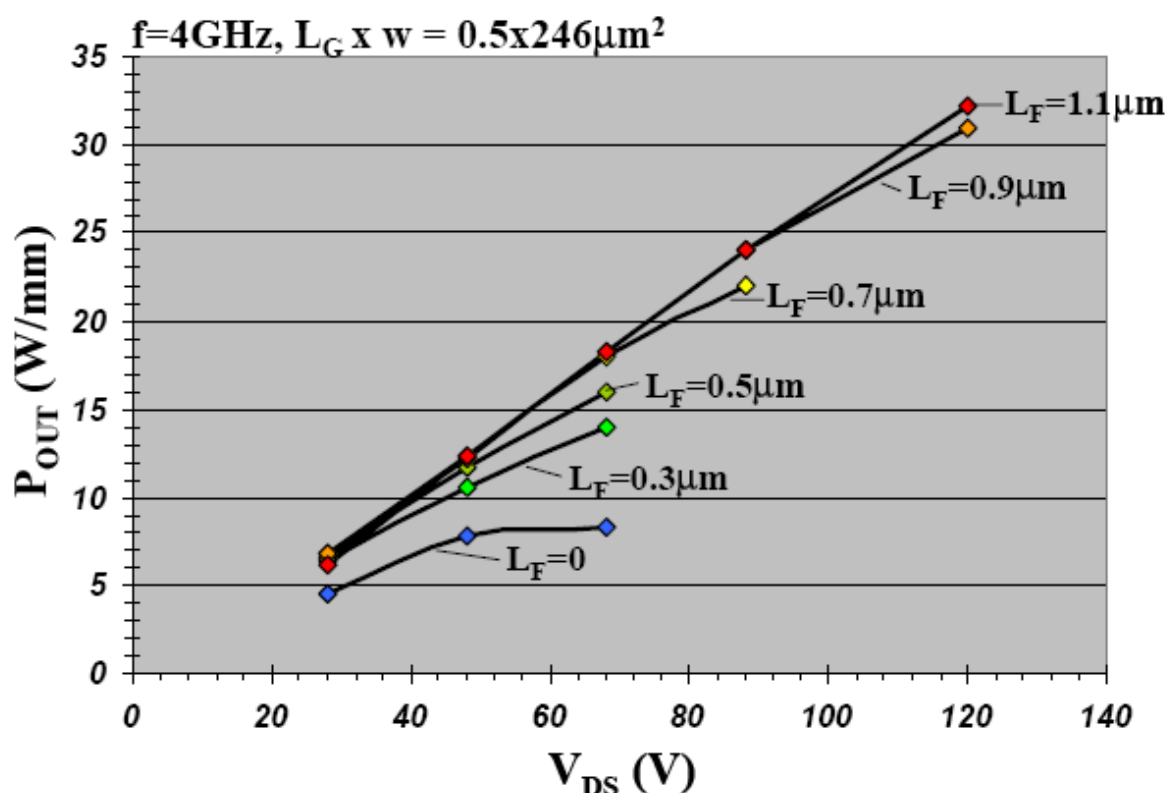


FIG. 1.12 – Influence de la longueur d'un Field Plate sur la densité de puissance en fonction de la tension drain-source

Elle montre également bien que le palier de 10 W/mm est très difficile à franchir sans Field Plate, d'où une rupture. Leurs longueurs sont de l'ordre du dixième de μm jusqu'au μm .

Toutefois, différentes possibilités sont offertes, par exemple l'idée d'en placer plusieurs. Un exemple est montré sur la figure 1.13 [25] avec deux sur le même transistor.

Les deux Field Plates sont en quelque sorte déposés l'un sur l'autre, permettant d'amplifier les effets d'un seul, en terme notamment de tension de claquage.

Sur la figure 1.13, on peut voir nettement que les deux Field Plates sont connectés électriquement à la grille. Cependant, l'un des principaux inconvénients du Field Plate classique ramené à la grille est l'augmentation de la capacité C_{gd} , ceci diminuant les performances fréquentielles du composant, soit f_t et f_{max} en fonction de la longueur et de la hauteur du Field Plate [23]. C'est ce que montre la figure 1.14 [23].

Une dernière possibilité qui sera exposée ici concernant l'ajout d'un ou de Field Plates concerne la structure proposée sur la figure 1.15 [26], où le second Field Plate est relié à électriquement à la source et non plus à la grille .

Avec le principe d'un second Field Plate connecté à la source, on peut annuler l'effet sur C_{gd} causé par le premier Field Plate [26]. Imaginons que l'on revienne à une structure à un seul Field Plate connecté à la source. Les effets sur la tension de claquage sont toujours bénéfiques, mais l'effet de la capacité ramené par ce dernier est reporté sur C_{ds} , ce qui est une toute autre manière de voir le problème, puisque cet effet peut être compensé par le circuit d'adaptation de sortie du transistor en vue d'une application de puissance par exemple [23].

Pour résumer la différence entre un Field Plate connecté à la grille et un Field Plate connecté à la source, la figure 1.16 [23] montre une comparaison pour une même tension de drain de 110 V. Les densités de puissance atteintes par les deux types de composants sont du même ordre (20 W/mm), mais la structure connectée à la source donne un gain supérieur de 7 dB par rapport à la structure connectée à la grille, démontrant ainsi l'intérêt d'utiliser une telle technique.

Les Field Plates présentés ici sont placés au-dessus de la grille, mais il est à noter que d'autres configurations sont possibles, comme le ou les placer du côté de la source, ou du côté du drain [27].

Il a déjà été souligné plus haut que la mise en place d'un ou de plusieurs Field Plates permet d'augmenter la tension de claquage du composant. C'est une propriété particulièrement intéressante car elle permet de polariser le transistor avec des tensions de drain plus importantes, et donc a priori d'augmenter la puissance de sortie en augmentant la dynamique de tension accessible. L'enjeu est de trouver le bon compromis

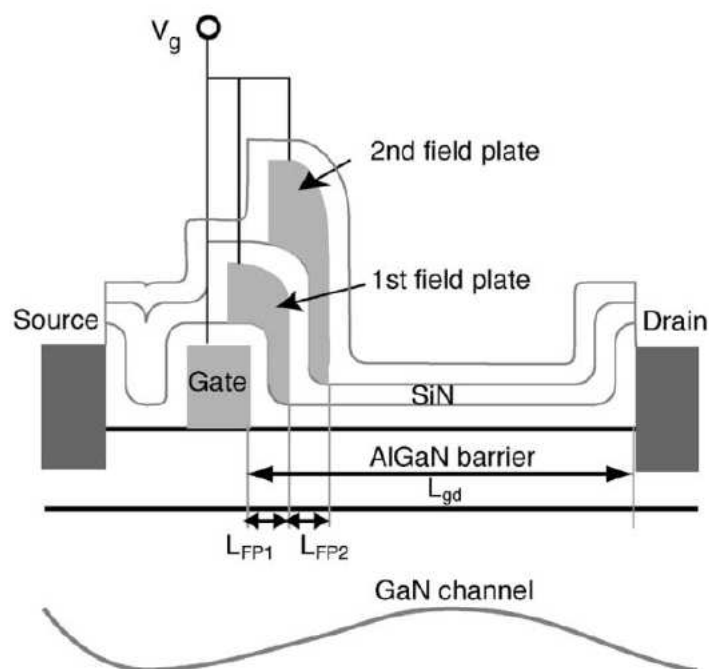


FIG. 1.13 – Exemple de structure d'un HEMT AlGaN/GaN avec deux Field Plates

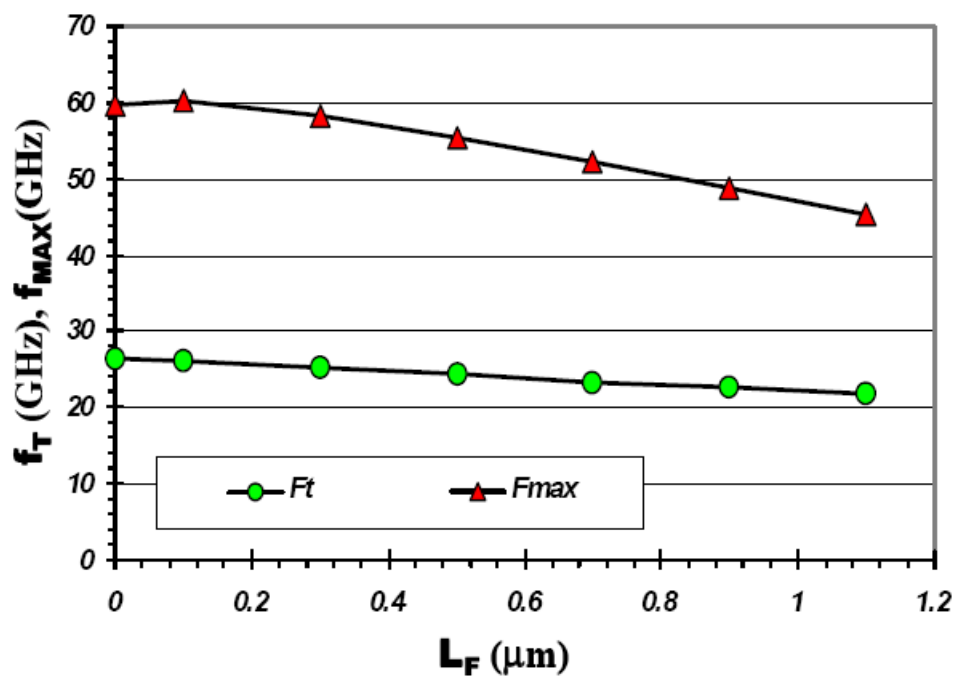


FIG. 1.14 – Variation de f_t et f_{max} en fonction de la longueur du Field Plate connecté à la grille

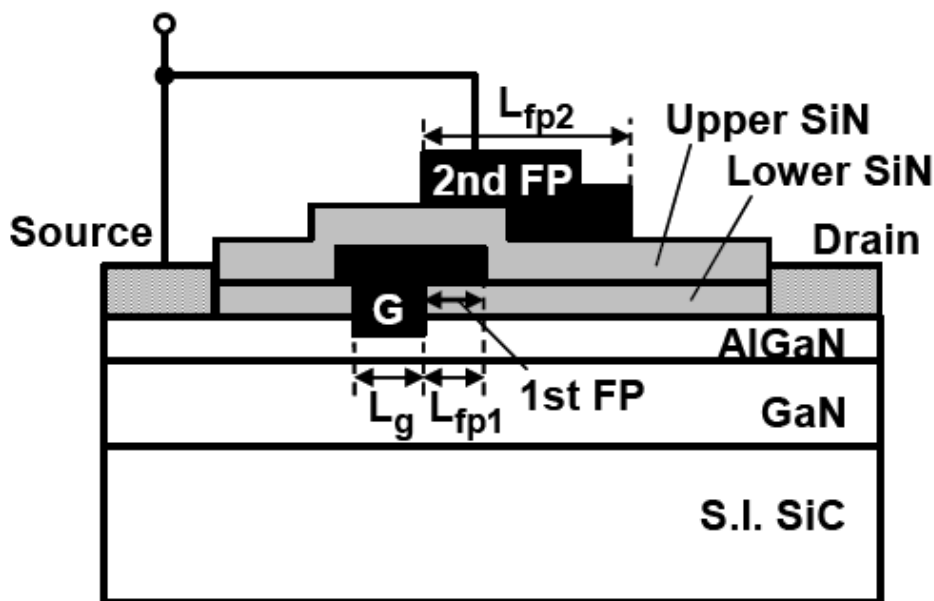


FIG. 1.15 – Exemple de connexion du second Field Plate à la source du HEMT

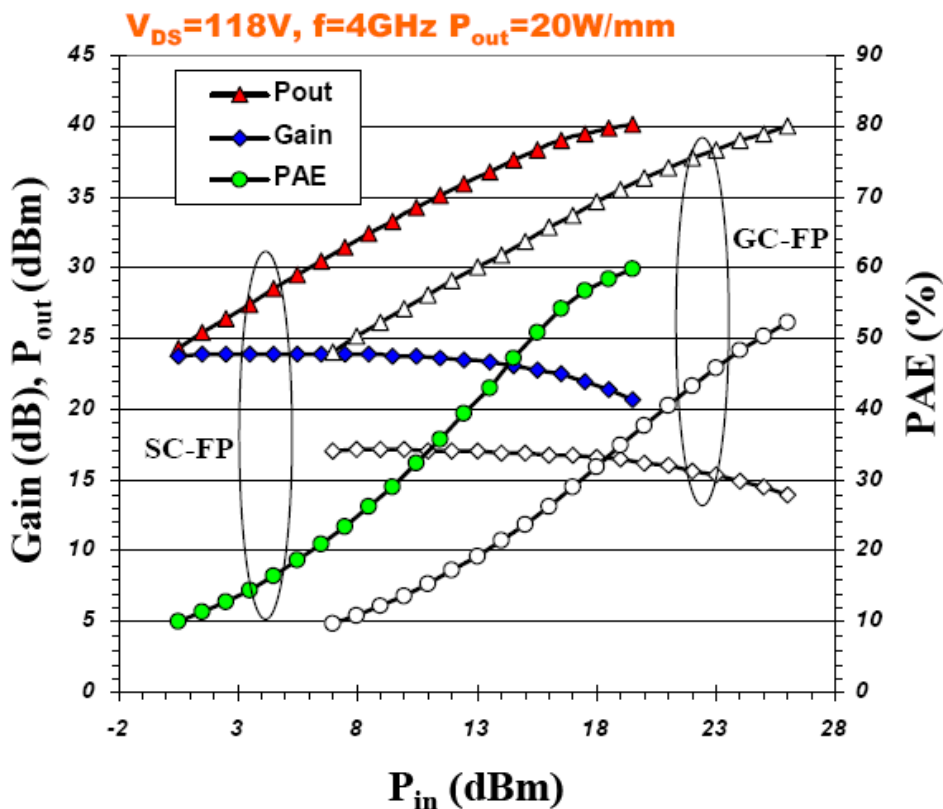


FIG. 1.16 – Comparaison de performances entre un Field Plate connecté soit à la grille soit à la source

entre l'augmentation de la tension de claquage et l'augmentation de la valeur de C_{gd} .

Pour prouver cette amélioration, on trouve dans la littérature des simulations de champ électrique le long du canal GaN comme dans les papiers [27] [28]. Sur la figure 1.17 tirée de [28], le champ électrique est représenté en fonction de la position transversale dans le canal pour une polarisation $V_{gs}=0$ V et $V_{ds}=7$ V. La structure de HEMT est la même que celle donnée en figure 1.11, l'axe des abscisses de la figure 1.17 correspondant à l'axe horizontal perpendiculaire à la coupe.

Le pic de champ électrique présent près de la grille avant l'ajout de Field Plate constitue un gros désavantage pour la montée en puissance. Avec le Field Plate, ce pic de champ ($x=2.6 \mu m$) est divisé par deux, ce qui permet de rejeter pour certaines structures la tension de claquage à plusieurs centaines de Volts, ainsi que le montre la figure 1.18 [25].

Pour une longueur de grille et une distance grille-drain données, la tension de claquage passe de environ 375 V sans Field Plate à environ 850 V avec deux Field Plates. D'autres avancées autour des Field Plates ont donné des résultats allant jusqu'à 1900 V de claquage [29].

Il y a d'autres intérêts à utiliser un Field Plate, comme celui rapporté en [21], où l'influence de la longueur d'un Field Plate est mise en évidence pour la distorsion amenée par le deuxième harmonique en comportement grand signal. Dans ce papier, cette longueur varie de 0 (absence) à $1.1 \mu m$ et la distorsion diminue de 4.2 dB tandis que la puissance de sortie en gagne 4.4.

Cette partie n'a abordé que quelques aspects de la technologie du HEMT AlGaIn/GaN, et sur les différents effets des ajouts des passivations ou des Field Plate [2] [30] [31] [32].

1.2.4.4 Les performances en puissance micro-onde

Les éléments cités plus hauts à propos des améliorations du HEMT AlGaIn/GaN permettent d'obtenir des performances en puissance micro-onde jamais égalées. Ainsi, l'équipe de Wu a mesuré en 2004 32.2 W/mm à 4 GHz et 30.6 W/mm à 8 GHz avec un transistor de $246 \mu m$ de développement de grille, un seul Field Plate et une couche AlN telle décrite plus haut [33]. En 2006, la même équipe a atteint 41.4 W/mm à 4 GHz CW sur un transistor de développement identique mais équipé de deux Field Plates [24].

Les figures 1.19 1.20 1.21 [24] donnent respectivement la structure en coupe du HEMT

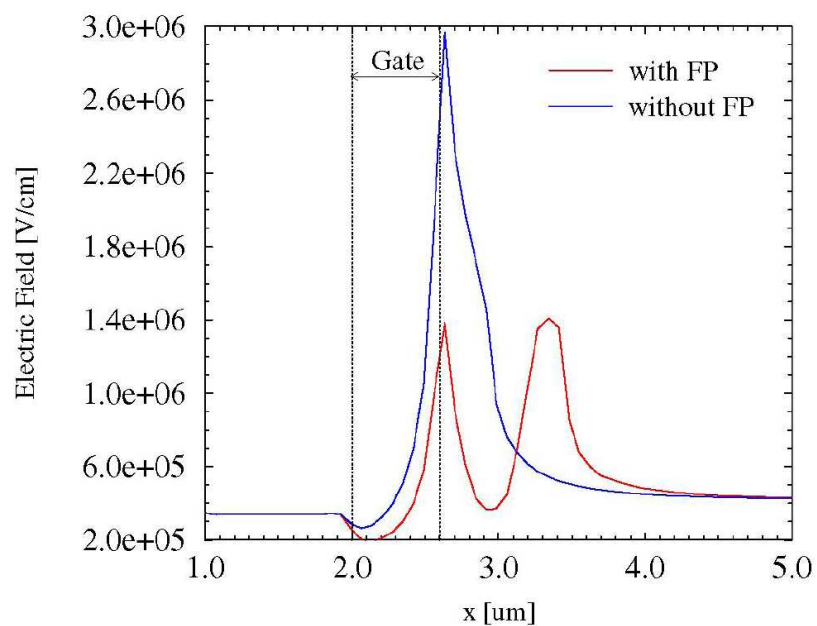


FIG. 1.17 – Champ électrique en fonction de la position transversale dans le canal

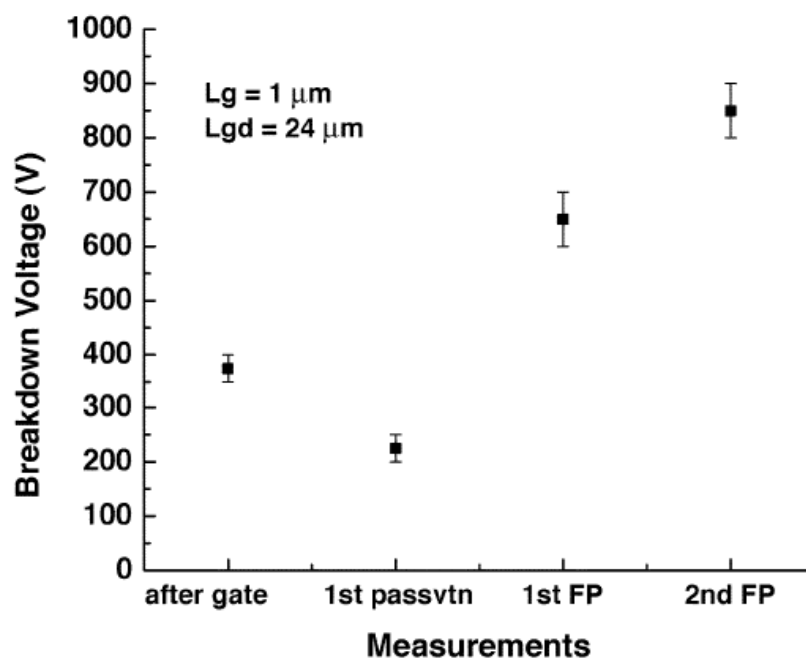


FIG. 1.18 – Tension de claquage d'un HEMT AlGaN/GaN pour différents choix de technologies

utilisé, les résultats en puissance, gain et PAE pour un domaine de puissance d'entrée et suivant la tension de polarisation de drain V_{ds} .

Ces résultats constituent des records de densité de puissance, avec un rendement de puissance ajoutée de près de 60 % au point le plus haut en puissance et avec 16dB de gain. Les résultats sont donnés à $V_{ds}=135$ V, mais la figure 1.21 montre que cette tension de polarisation peut être augmentée jusqu'à 150 V.

En terme de puissance de sortie, et non plus en densité de puissance, des transistors sont actuellement disponibles fournissant plus de 100 W en bande S [26]. Les résultats de la société Eudyna sont très intéressants, avec une puissance atteignant 180 W autour de 2.6 GHz et une PAE maximale à plus de 55 % [34].

La figure 1.23 [34] montre les puissances de sorties à différentes puissances d'entrée sur une bande de fréquences allant de 2.5 GHz à 2.7 GHz. On peut remarquer que le comportement du transistor est très stable sur toute cette bande de tout de même 200 MHz.

Un résultat récent a été publié par l'équipe de Wakejima en 2006. A la fréquence de 2.14 GHz, la puissance de sortie atteint 750 W en impulsions de 10 μs toutes les 1ms. Ces performances sont présentés sur la figure 1.24 [35].

Les résultats exposés ici concernent essentiellement la bande S. D'autres performances remarquables ont été rapportées à des fréquences plus hautes : 14.1 W (9.4 W/mm) à 8 GHz [1], 9.1 W/mm à 18 GHz [36], 5.4 W à 5.1 W/mm à 30 GHz [37], 5.15 W à 4.9 W/mm à 35 GHz [37], 0.86 W à 8.6 W/mm à 40 GHz [37].

1.2.4.5 Les applications

- Amplificateurs

Une première application très répandue utilisant les transistors HEMTs AlGaIn/GaN est l'amplificateur. Les performances obtenues en puissance de sortie avec ce type de transistors a fait l'objet de maintes publications.

Par exemple, à la fréquence de 3.5 GHz, l'équipe de Y.-F Wu a publié un résultat à 550 W (la figure 1.25 [38] montre l'amplificateur sans aucun autre circuit externe ajouté pour la mesure), et ce sur plus de 200MHz de bande.

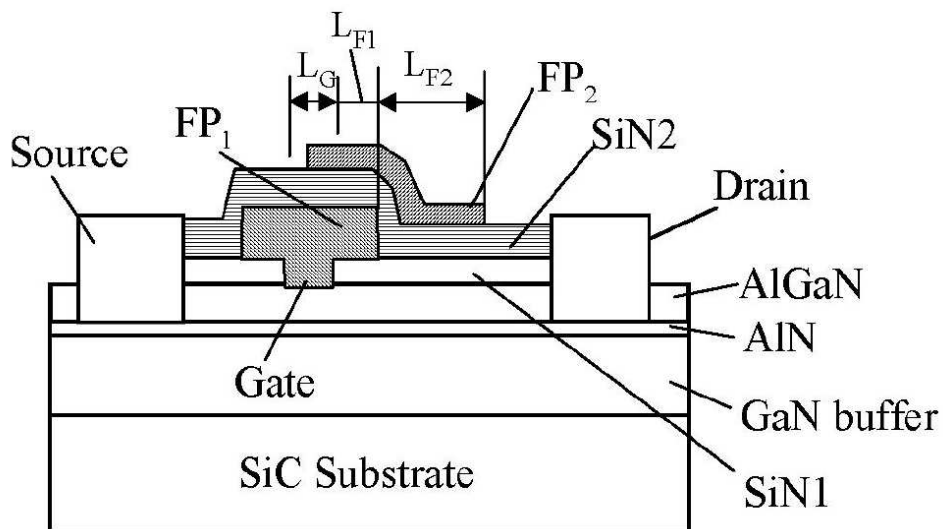


FIG. 1.19 – Structure du HEMT AlGaIn/GaN ayant atteint plus de 40 W/mm

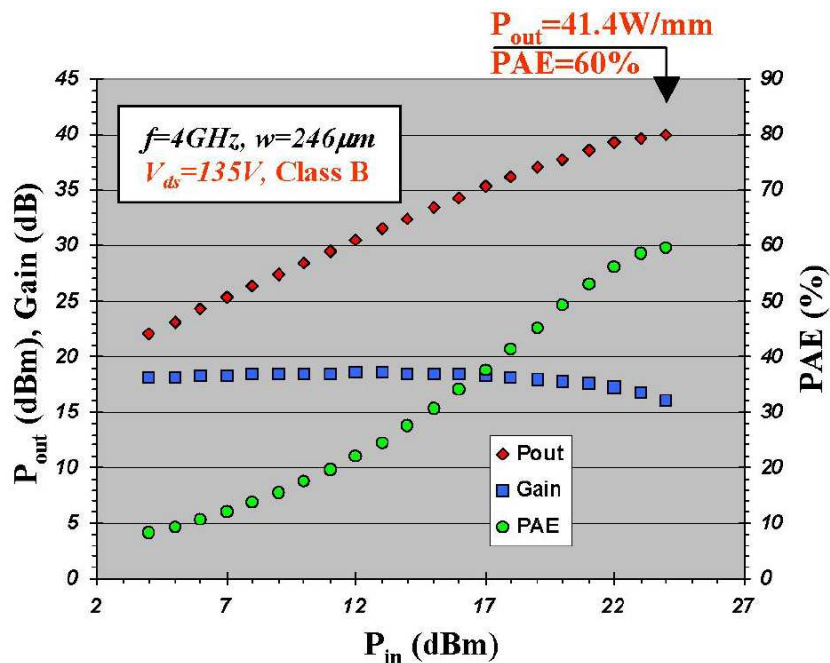
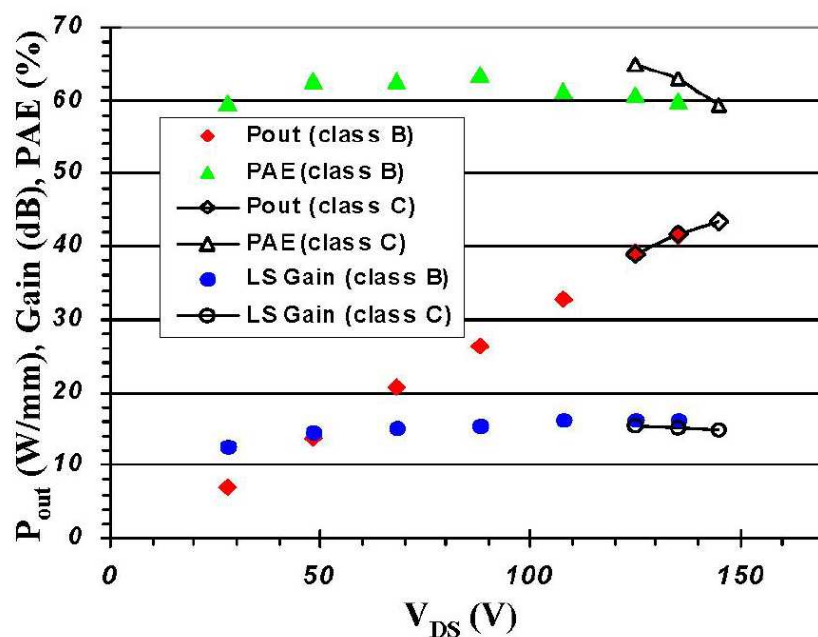


FIG. 1.20 – Résultats en puissance, gain et PAE, atteignant une densité de puissance de sortie de plus de 40 W/mm

FIG. 1.21 – Puissance de sortie, gain et PAE en fonction de V_{ds}

- Oscillateurs

Une deuxième application est publiée dans [21] : la réalisation d'un oscillateur à 5 GHz. Le circuit est montré sur la figure 1.26.

Les performances annoncées sont très intéressantes, comme le bruit de phase à -132 dBc/Hz à 1 MHz de la fréquence porteuse, la puissance de sortie à 1.9 W (soit 3.8 W/mm). L'intérêt du Field Plate y est démontré en terme d'amélioration du comportement du deuxième harmonique.

- Commutateurs

Une troisième application à noter avec ce composant est le commutateur. La fonction de commutation peut se révéler déterminante pour la caractérisation des transistors de puissance, dans le mode en impulsions. Pour mesurer dans ce mode, les alimentations DC doivent être aussi pilotées en impulsions. Si elles ne suffisent pas à remplir le cahier des charges pour les impulsions demandées, on peut se tourner vers les commutateurs de puissance pour eux-mêmes laisser passer ou non la polarisation. Les trois contraintes pour les commutateurs pour les applications de puissance sont :

1. la commutation de fortes tensions
2. la commutation de forts courants
3. un temps rapide de commutation

Des composants permettant de remplir deux de ces trois spécifications sont commercialisés : par exemple commuter de grosses tensions très rapidement mais à faibles

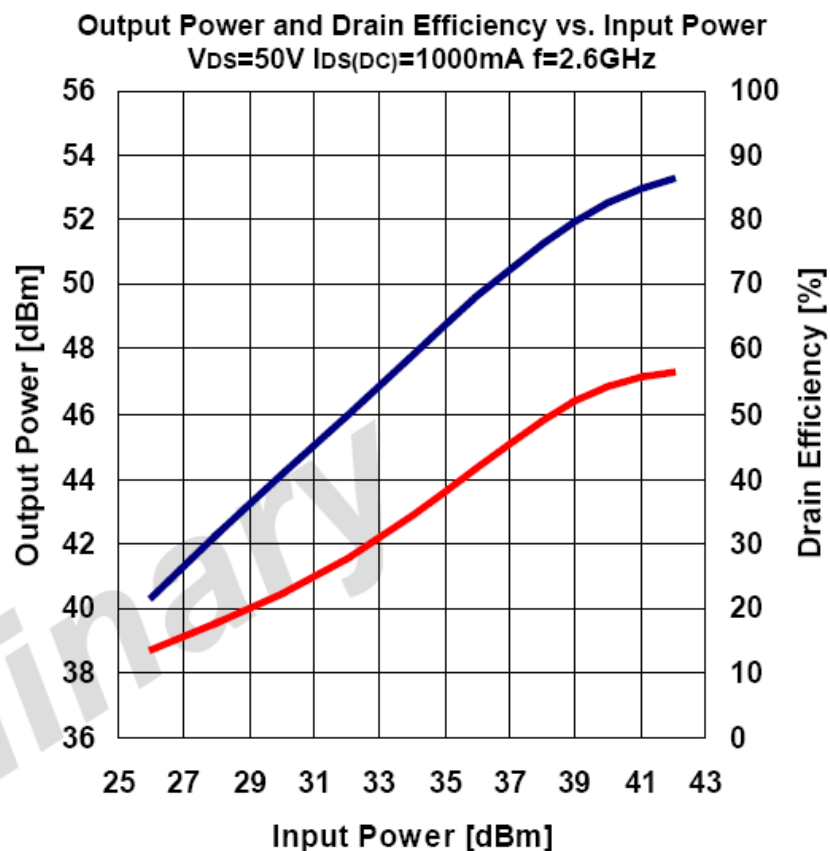


FIG. 1.22 – Performances en puissance et en PAE d’un HEMT AlGaIn/GaN polarisé à $V_{ds}=50$ V à 2.6 GHz

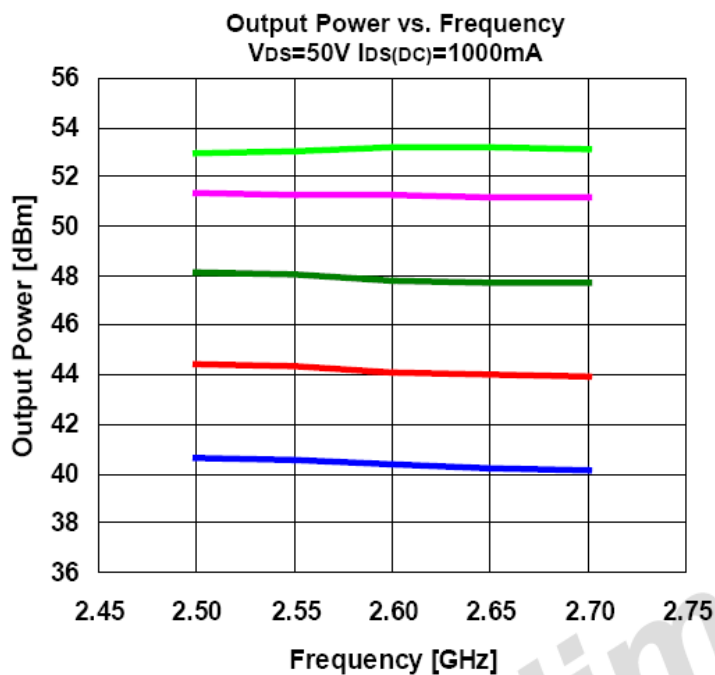


FIG. 1.23 – Comportement de la puissance de sortie sur une bande de fréquences 2.5-2.7 GHz

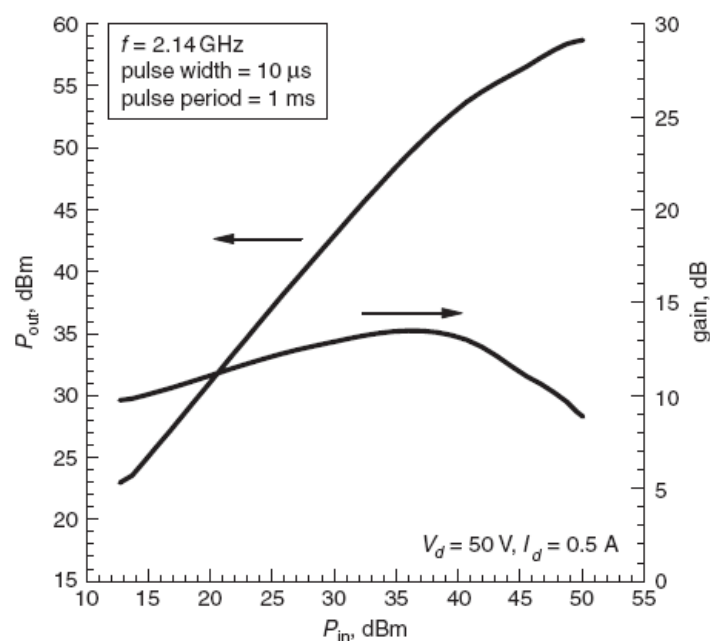


FIG. 1.24 – Performances d’un amplificateur donnant 750 W à 2.14 GHz

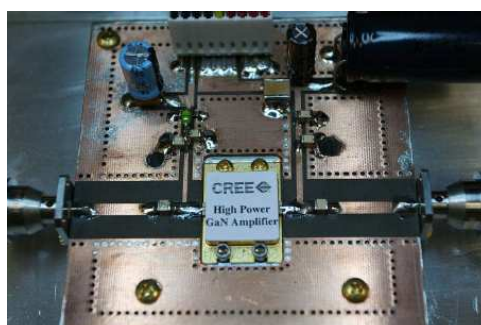


FIG. 1.25 – Photographie de l’amplificateur créé à partir d’un HEMT AlGa_N/Ga_N pour une puissance de sortie de 550 W à 3.5 GHz

courants, ou de fortes tensions et forts courants mais plus lentement. Il est par contre très difficile d’obtenir les trois contraintes remplies par un seul composant. La référence [39] publiée par la société Rockwell concerne une application dans le domaine du kilowatt avec un temps de commutation inférieur à 25 ns. La figure 1.27 montre une photographie du circuit composé de deux HEMTs permettant de commuter sur une charge résistive 100 V et 11 A, comme la figure 1.28.

1.2.4.6 Les extensions à partir du HEMT AlGa_N/Ga_N

D’autres matériaux commencent à apparaître, pour gagner en densité de courant de sortie ainsi qu’en fréquence et température de fonctionnement, à partir d’une structure de HEMT AlGa_N/Ga_N.

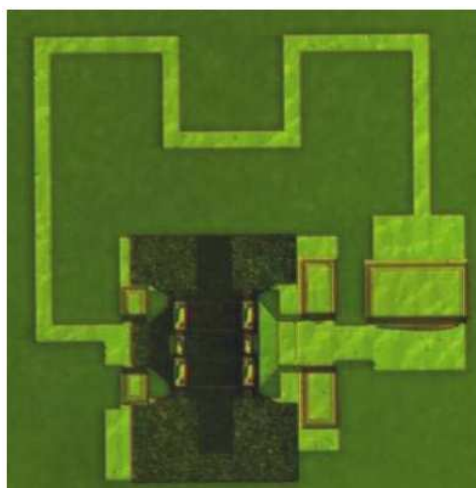


FIG. 1.26 – Photographie de l'oscillateur créé à partir d'un HEMT AlGaIn/GaN

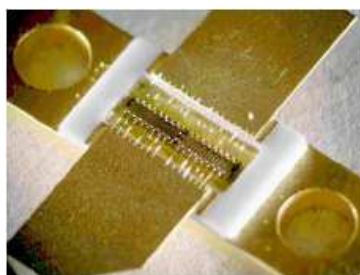


FIG. 1.27 – Photographie du package avec deux transistors GaN servant de commutateur

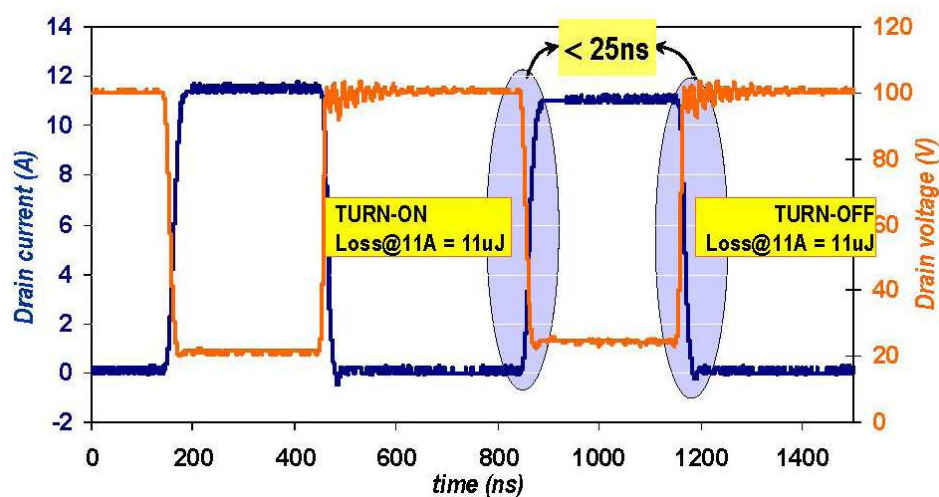


FIG. 1.28 – Commutations tensions/courants sur une charge résistive à moins de 25 ns

C'est le cas du HEMT InAlN/GaN sur saphir étudié par F. Medjdoub [32] [40]. La structure proposée est légèrement différente d'un HEMT AlGaIn/GaN classique, en particulier l'ajout d'une couche supplémentaire d'AlN entre le canal et la barrière InAlN,

pour des contraintes de fabrication.

Les performances en densité de courant sont exposées sur la figure 1.29 [32], avec plus de 2.5 A/mm.

Un deuxième résultat important qui se dégage de ces mesures est donné sur la figure 1.30 [32], où la température de fonctionnement atteint 1000 °C avec une densité de courant à plus de 0.6 A/mm à $V_{gs}=0$ V et $V_{ds}=8$ V.

Une autre extension du HEMT AlGaIn/GaN est donnée dans [41] par la même équipe. Il s'agit du MOSHEMT InAlN/GaN avec une couche isolante sous la grille de Al_2O_3 . La figure 1.31 donne une comparaison de coupes des structures HEMT et MOSHEMT.

L'intérêt de la structure MOSHEMT apparaît sur la figure 1.32 [41] avec le courant de fuite de grille qui est réduit d'un ordre de grandeur pour une tension de grille donnée. Cette caractéristique permet de diminuer la dégradation de la grille.

1.2.4.7 Conclusion sur le HEMT AlGaIn/GaN

Cette partie sur ce composant a exposé quelques aspects technologiques avec leur influence sur les performances attendues de celui-ci dans les systèmes associés. La structure de base et les améliorations apportées au fil des années ont permis d'atteindre des densités de courant, des densités de puissance et des rendements en puissance ajoutée très intéressants en particulier pour les applications en bandes de fréquences S et X. Cette technologie a également l'avantage certain de pouvoir être utilisée dans des bandes de fréquences supérieures, jusqu'à Ka. Malgré tout, cette filière doit encore progresser en fiabilité, et au niveau de la limitation des effets de pièges.

1.2.5 D'autres types de transistors de puissance micro-ondes

Pour les applications d'amplification de puissance, d'autres composants en plus du HEMT AlGaIn/GaN sont déjà utilisés. Certains sont détaillés ci-dessous, mais cette liste n'est pas exhaustive : les transistors bipolaires à hétérojonction, MOSFET et LDMOS, pHEMT GaAs.

- Les transistors bipolaires à hétérojonction

Ces transistors sont intéressants à plusieurs titres. Premièrement, la structure même de ce composant [42] permet de grandement réduire les limitations dues aux pièges. Deuxièmement, le choix de l'hétérojonction permet d'obtenir des épaisseurs de base très

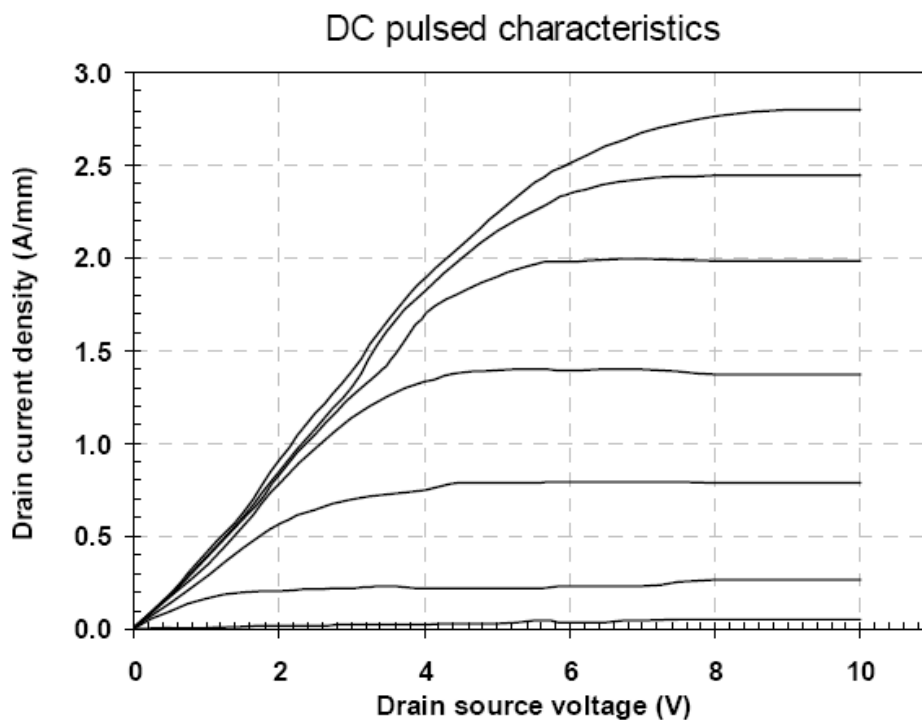


FIG. 1.29 – Densité de courant de sortie pour des tensions V_{gs} de -10 V à 2 V par pas de 2 V pour une plage de tension de drain de 0 à 10 V. Mode en impulsions avec point de repos $V_{gs}=V_{ds}=0$ V

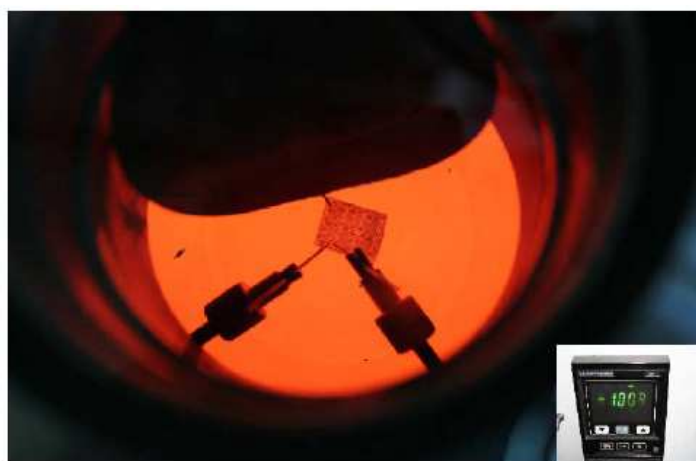


FIG. 1.30 – Transistor HEMT InAlN/GaN mesuré à 1000 °C

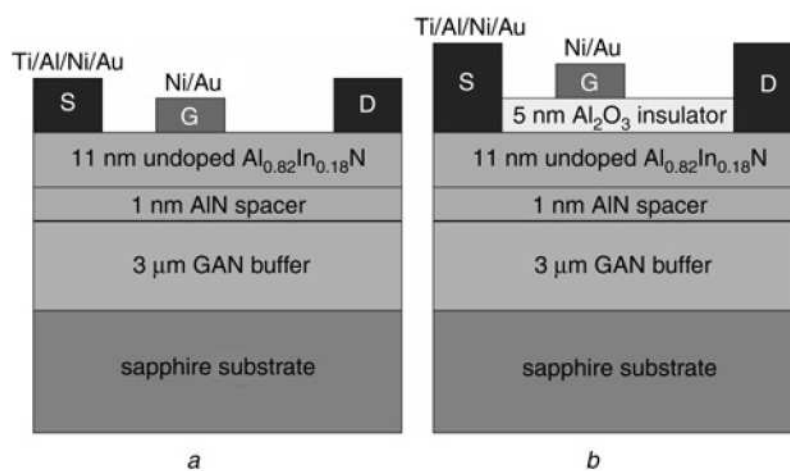


FIG. 1.31 – Comparaison de coupes de structures HEMT AlInN/GaN (gauche) et MOSHEMT AlInN/GaN (droite)

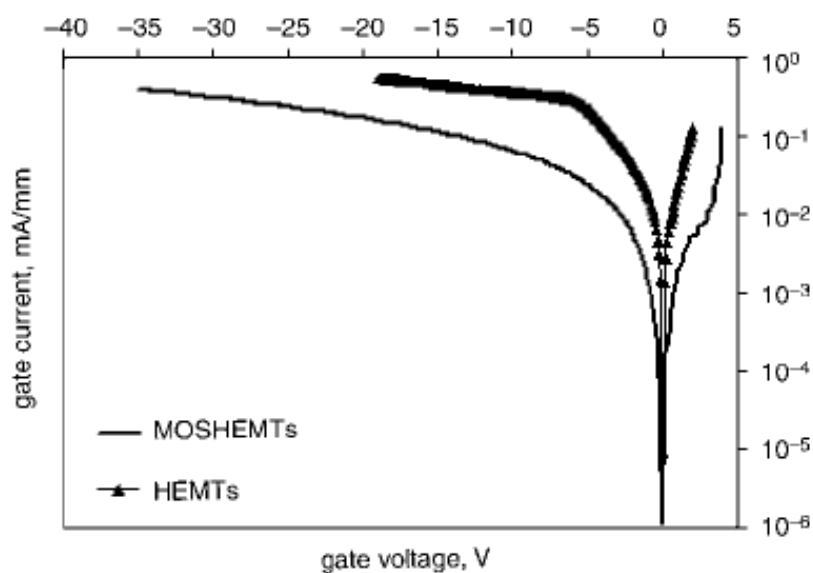


FIG. 1.32 – Courant de fuite dans la grille pour des transistors HEMT AlInN/GaN et MOSHEMT AlInN/GaN $0.2 \times 100 \mu m$

faibles et donc des fréquences de transition et maximale d'oscillation très importantes. De plus, il est désormais possible d'intégrer des matériaux comme le nitrure de gallium dans les HBT (Heterojunction Bipolar Transistor), et construire des amplificateurs de plusieurs dizaines de watts en bande X avec des HBT. [43] [44] [45] [46] [47] [48] [49] [50] [51] [52] [53].

- Les transistors MOSFET et LDMOS

Le transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) se caractérise par le dépôt d'une couche d'oxyde isolante entre la grille et le substrat, constituant ainsi une capacité MOS chargée d'enrichir ou d'appauvrir le canal de conduction entre la source et le drain par une tension de grille positive.

Comme ces transistors sont limités par leur faible tension de claquage, une des filières développées pour palier les limites en puissance du MOSFET est celle du LDMOS (Laterally diffused MOS). Dans les bandes L et S, leurs niveaux de puissance les rendent utiles dans les stations de base pour téléphonie mobile. Ils possèdent de très hautes tensions de claquage, jusqu'à 700V [54], ce qui permet des niveaux de polarisation élevés. De plus, le matériau de base pour leur élaboration est le silicium, matériau historiquement le plus connu et dont les coût d'utilisation sont faibles par rapport aux matériaux plus récents comme le nitrure de gallium. [55] [56] [57] [58]

- Les transistors pHEMT GaAs

Les transistors pHEMT (pseudomorphic HEMT) se caractérisent par l'ajout d'une couche InGaAs non dopée, ce qui permet d'améliorer les fréquences maximales de travail. Comme ces composants ont des tensions de claquage très inférieures à celles des HEMTs AlGaIn/GaN, et même si elles dépassent aujourd'hui les 20V, les densités de puissance supérieures à 1W/mm viennent du fait que les densités de courant admissibles compensent la maigre excursion en tension [59] [60].

1.3 Méthodes et outils de caractérisation électrique des transistors de puissance micro-ondes

1.3.1 Introduction

La mesure des composants dédiés à des applications de puissance est une partie importante du cycle de mise au point des filières. En effet, pour un transistor, la mesure peut permettre d'extraire un modèle, qui sert ensuite à concevoir des circuits plus complexes, ou à comprendre comment améliorer les méthodes et les technologies de

fabrication. La mesure peut également valider le comportement en puissance, afin de vérifier si les performances attendues sont bien présentes.

Dans cette partie, les principaux outils ou instruments de mesure aux fréquences micro-ondes seront présentés, en distinguant leurs approches respectives, fréquentielle ou temporelle. Dans un deuxième temps, quelques bancs de mesure construits autour de ces appareils seront mentionnés, pour souligner des techniques les plus couramment utilisées pour la caractérisation des transistors de puissance micro-ondes.

1.3.2 Différentes approches de caractérisation

1.3.2.1 La méthode fréquentielle

La première méthode de caractérisation est dite fréquentielle. Le point de référence est une fréquence en particulier, et toute la démarche de mesure s'effectue par un balayage d'un domaine de fréquence, une par une.

- L'analyseur de spectre

L'instrument le plus simple pour effectuer des mesures dans le domaine RF est l'analyseur de spectre. S'il est le plus simple, il est également malheureusement celui qui donne le moins d'informations. Il permet de mesurer une puissance RF sur une plage de fréquence, sans information de phase, car il ne dispose que d'une seule entrée de mesure. Il s'agit en quelque sorte d'un wattmètre amélioré.

- L'analyseur de réseaux vectoriels

L'analyseur de réseaux vectoriels (ARV) va plus loin que l'analyseur de spectre, car il permet de mesurer des rapports d'ondes de puissance à une fréquence, ces mesures pouvant être répétées pour plusieurs fréquences sur une plage donnée. Grâce à des procédures de calibrage, les rapports d'ondes en amplitude et phase peuvent être obtenus dans des plans définis autres que les plans de ses entrées. Étant donné son principe, son domaine d'analyse reste les signaux de faible puissance, où le théorème de superposition s'applique pour donner des rapports d'ondes. Un gros avantage des ARV modernes est leur plancher de bruit très bas et leur grande dynamique.

1.3.2.2 La méthode temporelle

La deuxième méthode de caractérisation est dite temporelle. Contrairement à la première, où l'information de base est une raie fréquentielle, pour les types d'appareils ci-dessous la donnée de base est un échantillon temporel.

- Les oscilloscopes

Les oscilloscopes sont aujourd'hui développés pour proposer des bandes passantes jusqu'à 100 GHz. A cette fréquence, et au vu de l'état de l'art des CAN (Convertisseur Analogique Numérique), la technique de mesure consiste à sous-échantillonner le signal d'entrée [61]. Cependant, malgré les efforts réalisés au niveau de la bande passante, il est toujours difficile pour ce type d'appareil de disposer d'un nombre de bits important de dynamique verticale. De plus, les capacités de calibrage sont restreintes.

- L'analyseur de réseaux vectoriels "ARV+"

La passerelle entre la caractérisation fréquentielle et temporelle a été démontrée depuis 1989 [62]. Des travaux avaient montré que des formes d'ondes temporelles pouvaient être mesurées avec la technologie des têtes d'échantillonnage appliquées aux oscilloscopes, notamment en [63]. Des chercheurs sont alors partis du principe qu'avec un ARV calibré, et moyennant une mesure harmonique par harmonique à partir d'une fréquence fondamentale donnée, il ne manquait qu'une référence de phase pour permettre de reconstituer les formes d'ondes. C'est précisément l'objet du travail de Denis Barataud [64] [65] [66] [67]. Un ARV classique peut donc être modifié pour être calibré en phase par une référence externe.

Cette solution est toujours d'actualité puisque proposée par la société NMDG Engineering (Belgique). Pour l'instant, elle n'est disponible qu'à partir de certaines versions du l'ARV d'Agilent appelé PNA, en particulier celle qui dispose de quatre ports. Cela demande néanmoins d'acheter du matériel supplémentaire par rapport au PNA et de changer de logiciel de commande.

Le principe de cette méthode est de tirer profit de la cinquième voie prévue dans le PNA pour y brancher une référence de phase, dont le rôle sera expliqué ultérieurement au moment de la description de l'étalonnage complet de l'appareil appelé *Large Signal Network Analyser*. Le bilan des équipements nécessaires pour implanter cette mesure à partir d'un PNA existant est présenté sur la figure 1.33 [68].

- Le *Microwave Transition Analyser*

Le MTA est une machine apparue au milieu des années 1980 grâce aux laboratoires de Hewlett-Packard. Elle possédait des caractéristiques uniques pour la caractérisation de circuits actifs. En effet, le MTA pouvait mesurer deux ondes de puissance de manière indépendante et synchronisée, à une fréquence et certaines de ses fréquences harmoniques en une seule mesure. De plus, le spectre RF était transposé de manière rigoureuse

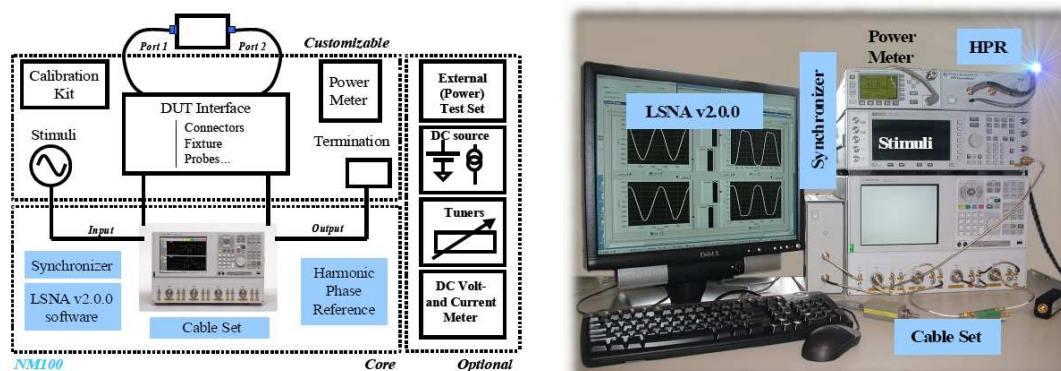


FIG. 1.33 – Principe du montage “VNA+” proposé par NMDG Engineering

en bande IF, rendant possible sa conversion analogique numérique par des CAN. Les échantillons de sortie étaient donc représentatifs du signal à sa fréquence fondamentale ainsi que de la présence d’éventuelles fréquences harmoniques transposées en bande IF.

- Le LSNA

Le LSNA est en fait tout simplement une extension du principe du MTA. Il représente en quelque sorte l’astucieux bilan entre les deux appareils précédents, ARV et MTA, à savoir se baser sur un appareil de mesure micro-onde, lui adapter le principe de mesurer les informations à une fréquence et ses multiples en une seule mesure, et lui ajouter une référence de phase.

D’ailleurs, il est possible de fabriquer un LSNA tout à fait opérationnel avec deux MTA classiques. Pourquoi deux ? Alors que le MTA contient deux voies indépendantes d’acquisition RF, le principe de base du LSNA consiste à en posséder quatre, pour ainsi récupérer aux accès d’un quadripôle les quatre ondes de puissances a_1 b_1 a_2 b_2 . Ceci a pour avantage de toutes les mesurer en même temps, grâce à sa conception interne de synchronisation de déclenchement des échantillonneurs. Alors que le MTA a besoin d’un commutateur pour mesurer à l’entrée puis à la sortie d’un quadripôle, le LSNA peut l’éviter, et ainsi grâce à une procédure de calibrage originale reconstituer les relations de phase entre les quatre ondes [69] [70]. Comme grâce à ces ondes il est possible de reconstituer les tensions et les courants, le LSNA peut donc en une seule acquisition donner ces informations pour un transistor par exemple.

1.3.2.3 Discussion

Les deux méthodes, temporelle et fréquentielle, ont des avantages clairement définis. Toutefois, pour l’analyse temporelle, des appareils comme le LSNA ont l’avantage de fournir toute l’information, c’est-à-dire les quatre ondes de puissance. Par ailleurs, le

LSNA étant un sur-ensemble de l'ARV, ceci signifie donc que les informations fournies par un ARV sont disponibles également en effectuant les ratios correspondants a posteriori. Les avantages du LSNA seront expliqués ultérieurement dans le chapitre 2. Il est vrai néanmoins que les planchers de bruit atteints par les ARV modernes sont les meilleurs, ce qui les rend indispensables pour de nombreuses applications.

A partir des instruments récepteurs RF décrits ci-dessus (oscilloscope, ARV, MTA, LSNA), il est possible d'élaborer des bancs complets de caractérisations non linéaires de transistors micro-ondes. La suite va détailler les bancs essentiels de ces caractérisations.

1.3.3 Différents bancs de mesure

Différents systèmes de mesures existent aujourd'hui pour caractériser les composants radio fréquences et hyperfréquences.

- la caractérisation $I(V)$ et paramètres $[S]$

Un premier outil de mesure pour la caractérisation des transistors de puissance est un banc appelé couramment "I(V) et paramètres [S] en impulsions". Les mesures obtenues permettent d'extraire les paramètres linéaires et non linéaires caractéristiques du composant afin de les inclure dans des modèles, en traçant les réseaux tension-courant et en mesurant les paramètres [S] associés pour chaque point de ces réseaux. Le point-clé de ce banc est de mesurer les informations de courants et tensions DC et les paramètres [S] en impulsions. Pourquoi? Premièrement, cela permet de reproduire l'utilisation effective des composants dans leur système de destination (télécommunications, radar...). Deuxièmement, d'après ce qui a été détaillé plus haut sur les effets limitatifs des transistors HEMT AlGa_N/Ga_N, ce type de transistors subit des effets thermiques et des effets de piège pendant leur utilisation [71]. Le mode en impulsions permet de visualiser les effets thermiques, de s'affranchir dans une certaine mesure de l'auto-échauffement du transistor, de mesurer les effets de pièges de grille et de drain. Troisièmement, appliquer une excitation en impulsions est moins contraignante pour les composants. Cela signifie pouvoir mesurer leurs caractéristiques dans des zones de tension et de courant qu'il serait impossible d'atteindre en mode continu, simplement car le composant aurait été détruit ou dégradé, ce qui fausserait les mesures post-stress. En fait, les impulsions permettent de déterminer vraiment la plage de fonctionnement maximale du transistor [47]. Le principe de la mesure est donné sur la figure 1.34 [72].

Ce type de banc est basé sur des alimentations de polarisations en impulsions et un ARV en impulsions pour la partie RF. Un des points les plus délicats consiste

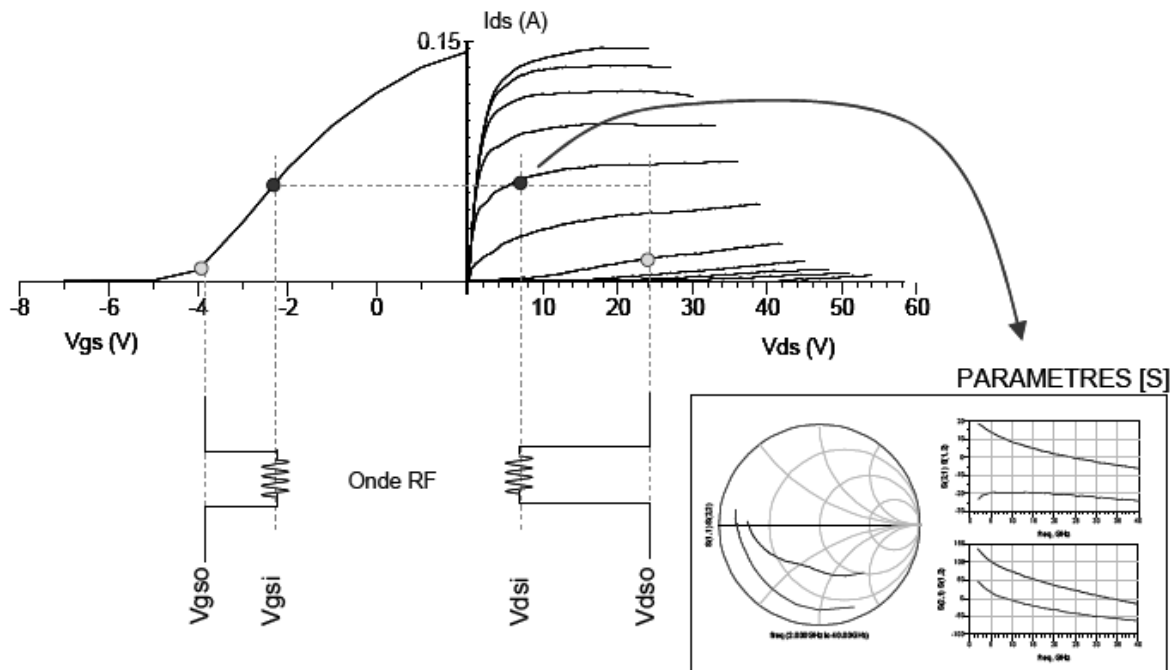


FIG. 1.34 – Principe de la mesure I(V) et paramètres [S] en impulsions

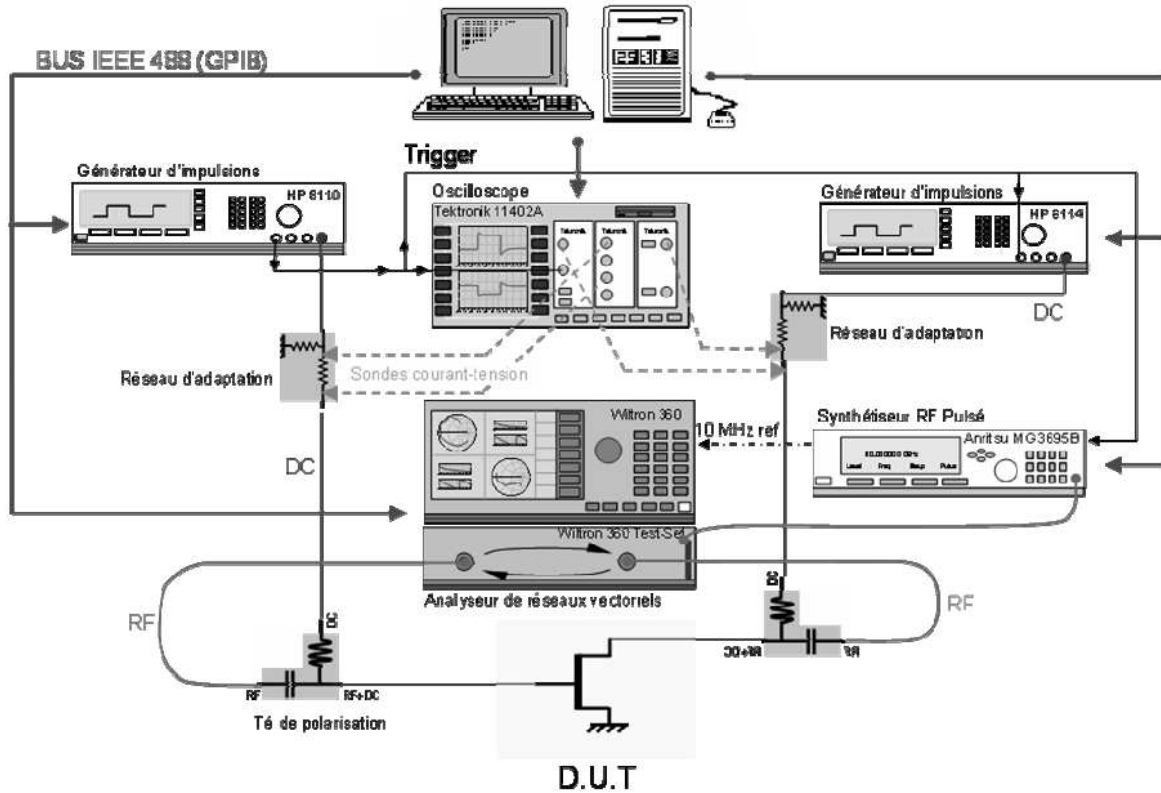


FIG. 1.35 – Banc complet de mesure en impulsions tel qu'il est présent à XLIM

à synchroniser tous les appareils pour mesurer en même temps dans l'état ON de l'impulsion, et ce en tenant compte des durées minimales de chaque appareil, des retards propres à chacun, et des périodes maximale de répétitions pour rester au-dessus du plancher de bruit d'un appareil comme un ARV.

La figure 1.35 donne un exemple de ce type de banc [72], tel que l'on peut le trouver à XLIM et qui a été créé depuis plus de quinze ans [2] [73] [74]. Ce banc a donné des mesures en impulsions de largeur 150 ns avec les paramètres [S] jusqu'à 40 GHz [75].

Ce type de banc est donc de première importance pour caractériser les composants micro-ondes.

- la caractérisation “load pull”

Si le banc $I(V)$ caractérise les transistors en statique, et en petit signal RF, la caractérisation dite load-pull permet d'extraire les performances électriques maximales des composants en dynamique, c'est-à-dire avec une puissance RF significative à son entrée à sa fréquence de fonctionnement nominale. Le terme load-pull signifie chercher selon des critères définis l'impédance de charge présentée au transistor qui donnera les meilleures performances en terme par exemple de maximum de PAE, ou de puissance de sortie à une compression de gain en puissance donnée. Pour effectuer ces tests, un banc du type de la figure 1.36 [72] peut être utilisé [66] [76].

Il existe différents types de bancs “load-pull”. Le premier est donc donnée sur la figure 1.36. L'instrument de mesure est un ARV, pour non seulement mesurer une puissance de sortie à la fréquence de travail, mais également mesurer le coefficient de réflexion à l'entrée pour connaître la puissance réellement rentrante dans le transistor. Ce banc est en outre dit de type passif, car les impédances présentées en sortie du transistor sont synthétisées grâce à un tuner mécanique. Un tuner est un élément passif qui permet de positionner horizontalement et verticalement des plongeurs qui modifient l'impédance ramenée à son entrée. Cette synthèse passive, comme cela sera détaillé dans le chapitre deux, est limitée sur l'abaque de Smith à un cercle de diamètre strictement inférieur à 1 délimitant le domaine des impédances présentables par l'ensemble tuner et éléments passifs le reliant à la sortie du transistor.

Pour contribuer à enlever cette limite au domaine d'impédances accessibles, une technique a été élaborée, dite load-pull actif [43] [67]. Le principe est résumé sur la figure 1.37 [77]. Il s'agit d'injecter à la sortie du transistor un signal à la fréquence nominale de fonctionnement, pour simuler une onde a_2 qui serait renvoyée par une impédance donnée.

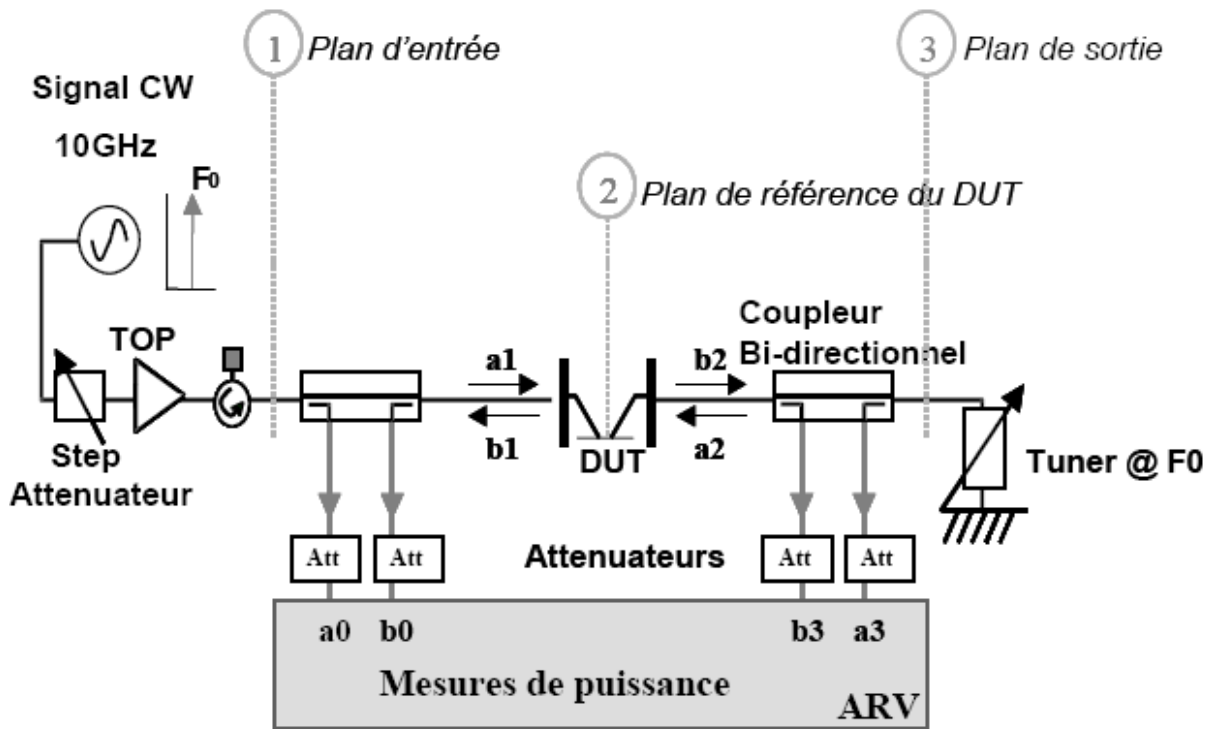


FIG. 1.36 – Exemple de banc load-pull

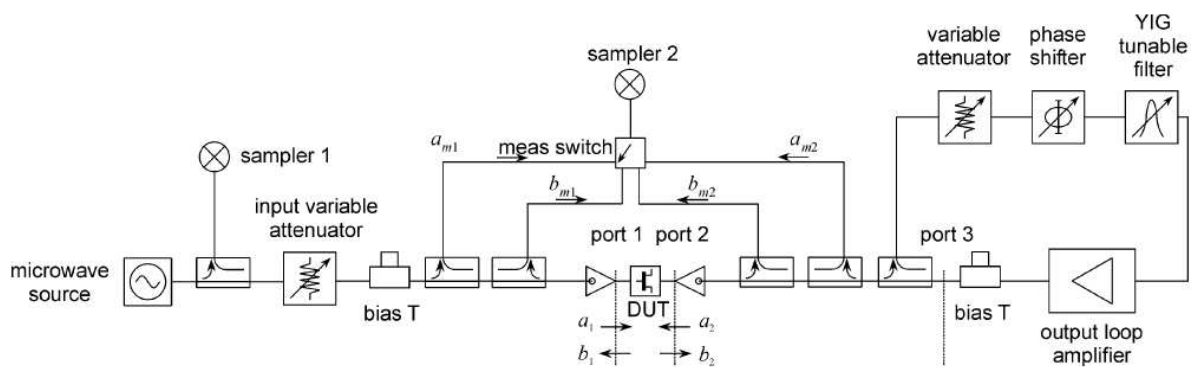


FIG. 1.37 – Exemple de banc load-pull avec boucle active et un ARV

Avec cette technique, des coefficients de réflexion à la sortie du composant égaux, voire même supérieurs à 1, peuvent être créés. Pour des transistors très désadaptés, ayant des impédances de sortie inférieures à quelques Ohms par exemple, cette méthode permet d'atteindre ces impédances là où les bancs passifs en seraient incapables.

Cette boucle en sortie à la fréquence fondamentale constitue un exemple que l'on peut appliquer aux fréquences harmoniques, en mettant en parallèle des circuits injectant une puissance à $2f_0$ et $3f_0$ pour là aussi simuler une impédance présentée à ces fréquences avec un coefficient de réflexion très proche de 1. Il s'agit là d'une technique très utile pour la conception d'amplificateurs [67] [78]. Son principal point faible est d'être particulièrement difficile à maîtriser. Le mode en impulsions vient compliquer encore plus le comportement des boucles actives, contrairement aux solutions purement passives supportant facilement les impulsions.

La figure 1.38 [65] propose un exemple d'architecture de load-pull avec une boucle active à $2f_0$ et $3f_0$. Elle montre également un deuxième point intéressant : l'intégration d'un ARV+ à un banc complet de mesure pour mesurer les formes d'ondes fonction de l'impédance de sortie.

L'apport de l'ARV modifié permet la reconstruction des tensions et courants dans les plans définis lors du calibrage. Par contre, là encore en mode en impulsions, la dynamique maximale de mesure de l'ARV sélectionné a une grande importance et constitue une limite à ce genre de banc, comme cela sera détaillé dans le chapitre trois.

Une autre approche de la mesure précédente consiste à introduire un MTA à la place d'un ARV modifié. Des bancs de load-pull sont encore construits avec un MTA, avec ou non un commutateur pour mesurer l'entrée puis la sortie du transistor. Les figures 1.39 [1] et 1.40 [79] donnent les schéma-blocs de l'intégration d'un MTA dans un banc load-pull passif et actif avec pour objectif l'extraction des formes d'ondes temporelles en fonction des impédances et des puissances injectées. Il sera possible de faire des recherches de mode de fonctionnement ayant par exemple pour objectif la puissance de sortie maximale.

Avec un instrument qui va plus loin que le MTA, à savoir le LSNA, l'objectif de l'intégrer à un environnement load-pull pour observer en même temps l'entrée et la sortie a du sens. C'est l'objet du chapitre deux de cette thèse.

Un point essentiel pour la qualité de la mesure temporelle est le calibrage de la référence de phase. Plus haut, l'importance d'une référence de phase a été mise en

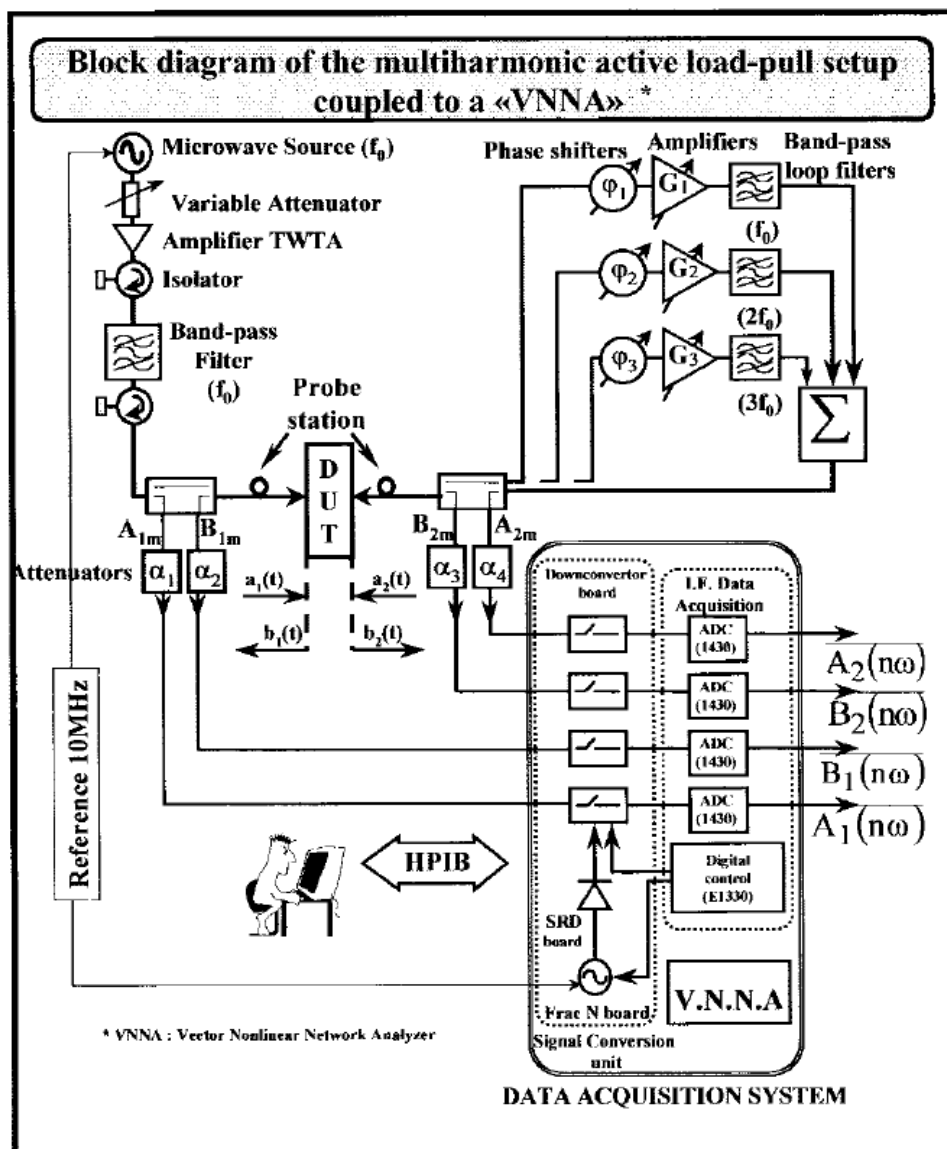


FIG. 1.38 – Exemple de banc load-pull actif avec un ARV modifié

évidence. Son utilisation sera développée dans le chapitre deux. On peut s'attarder sur son étalonnage propre, étant donné la grande difficulté de la mesure de phase aux fréquences micro-ondes. Cette référence peut être suffisamment bien connue grâce au banc de Dylan Williams et de Paul Hale du National Institute of Standards and Technology (NIST, Boulder, Colorado, USA) donné à la figure 1.41 [80] [81].

Ce banc unique au monde aujourd'hui permet d'étalonner des standards jusqu'à plus de 100 GHz grâce à l'utilisation de l'optique.

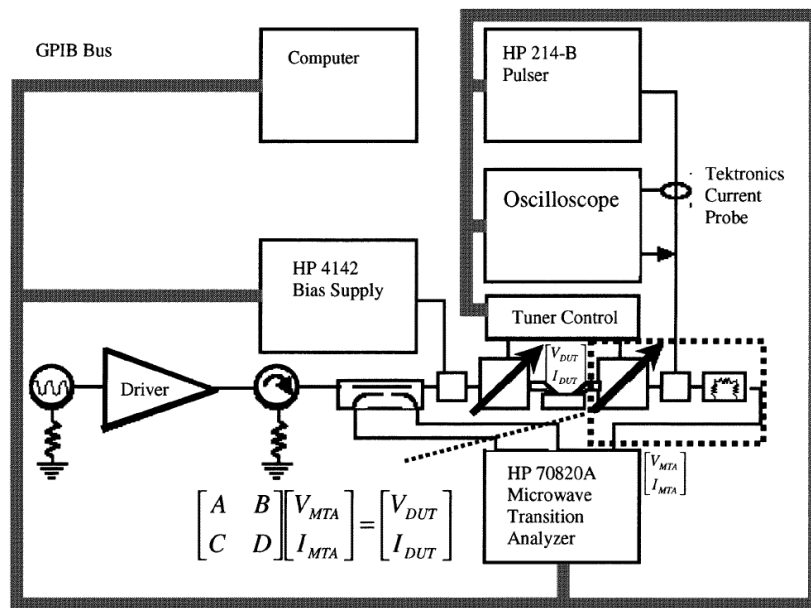


FIG. 1.39 – Exemple de banc load-pull avec un MTA

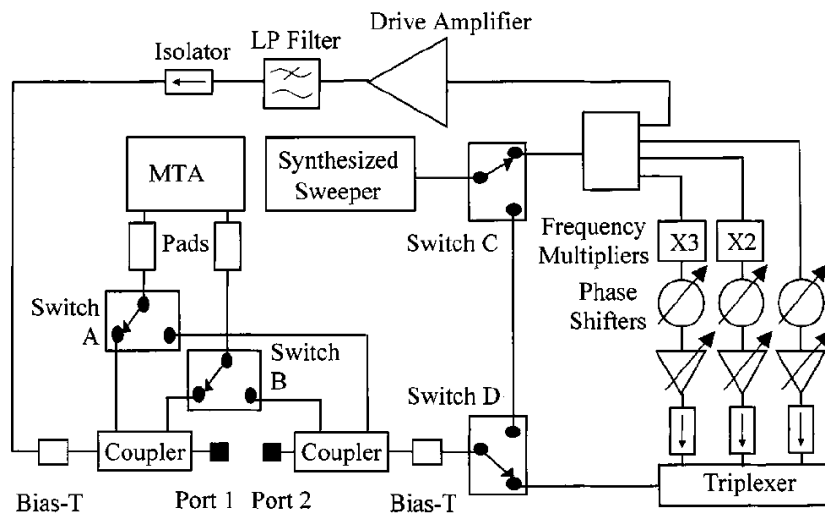


FIG. 1.40 – Banc load-pull avec un MTA pour la reconstitution des formes d'ondes temporelles

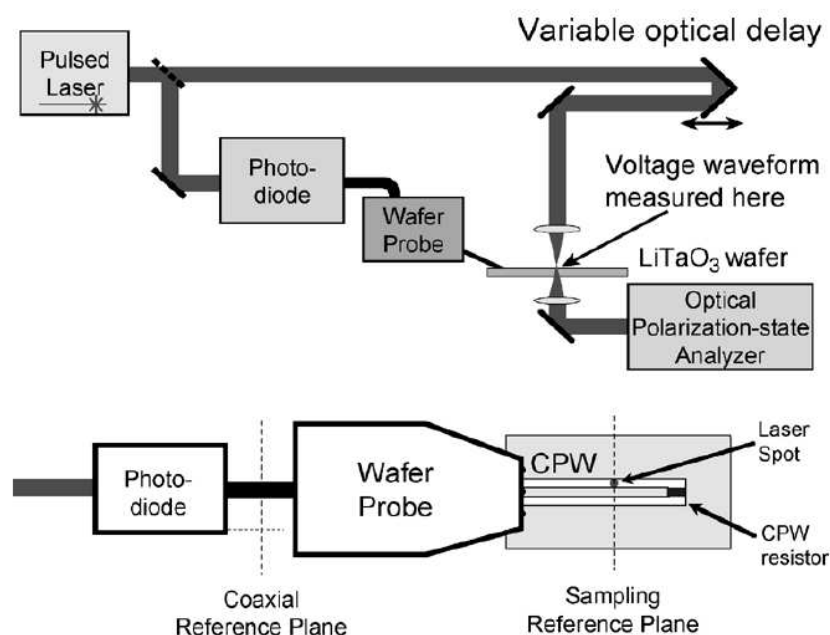


FIG. 1.41 – Banc électro-optique au NIST

1.4 Conclusion

Les transistors de puissance bénéficient aujourd'hui d'efforts importants en recherche et en investissements pour leur développement. Soutenus par des applications à long terme, telles les communications sans fil et les radars, les développements de filière continuent de progresser en terme 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 caractérisation et les instruments de mesure aux besoins amenés par ces nouveaux transistors. Deux directions de progression des bancs se dessinent : la gestion des fortes puissances de sortie, et la caractérisation des effets fortement non linéaires.

Parmi les réponses possibles à cette double problématique, cette thèse va proposer une architecture de banc offrant la mesure des formes d'ondes temporelles RF aux accès de transistors de forte puissance.

Chapitre 2 :

**Le banc de mesures autour de
l'Analyseur de Réseaux Grand
Signal (LSNA) pour des mesures de
puissance aux fréquences
micro-ondes**

2.1 Introduction

Dans le chapitre premier, les caractéristiques de transistors micro-ondes récents, en particulier des HEMTs AlGa_N/Ga_N, ont été présentées; différentes solutions technologiques améliorant leurs performances électriques ont été détaillées. Cela étant, les performances ne cessant de s'améliorer, il y a un réel besoin de disposer de bancs qui soient capables de mesurer de tels composants, donc à plusieurs Watts, voire plusieurs dizaines de Watts aux fréquences micro-ondes, notamment en bande S.

Mesurer des puissances comme celles-ci demande néanmoins de maîtriser plusieurs facteurs. Le premier est que ces domaines de puissances sont placés très souvent (toujours?) aux limites et au-delà des puissances admissibles des appareils de mesure. Le facteur technique est donc une première source de grande attention pour ce type de mesure. Le deuxième facteur est humain, car il n'y a quasiment pas le droit à l'erreur lors des manipulations à forte puissance, pour le composant, pour les pointes de mesures quand le composant est sur plaque, et pour les appareils comme cela a été dit.

Comme il existe un réel besoin de disposer d'un banc pour la mesure de telles puissances, la question majeure consiste à savoir comment le construire : quel type, quelle architecture, quels types d'informations à extraire et par quels moyens... Les bancs dit *Load-Pull* sont les plus couramment utilisés pour des mesures à forts niveaux de puissance : ils permettent de choisir l'impédance de sortie (et d'entrée), permettant d'optimiser le fonctionnement des transistors. Malgré tout, les architectures de bancs de ce type présentées au chapitre premier ne fournissent pas toute l'information présente aux accès des transistors, ou du moins pas dans les meilleures conditions. Les solutions à partir d'ARV ne donnent pas l'information de phase aux fréquences harmoniques corrélées avec la fréquence fondamentale. Le montage à partir d'un ARV modifié est difficile à mettre en place. L'utilisation du MTA, quant à elle, est un progrès pour l'acquisition du spectre complet en une mesure mais ne donne que deux ondes mesurées, autrement dit la moitié des informations disponibles. Là encore, des solutions complexes ont été développées pour pallier à cet inconvénient pour obtenir les quatre ondes de puissances.

Considérant toutes ces difficultés énoncées, et au vu des possibilités offertes par le LSNA, son intégration dans un banc load-pull est pertinente : il est en effet le seul instrument capable de fournir les informations électriques utiles en une seule acquisition et de manière cohérente.

L'objet de ce chapitre est donc d'expliquer une manière d'intégrer un LSNA dans un banc load-pull en gardant toutes les capacités en puissance d'un banc classique. Une fois rappelés la structure interne, le calibrage et quelques applications du LSNA qui vont permettre de mieux cerner ses possibilités, les conséquences de ce type d'intégration seront présentées. Pour la faciliter, une solution particulière au niveau de la fonction de couplage sera développée et des résultats préliminaires du banc construit seront analysés. Quelques extensions concluront ce chapitre.

2.2 Description plus approfondie du LSNA

2.2.1 Structure interne

Le LSNA est un récepteur RF avec une structure interne qui, comme cela a été détaillé plus haut, est une extension du MTA. La figure 2.1 donne ses différents éléments constitutifs.

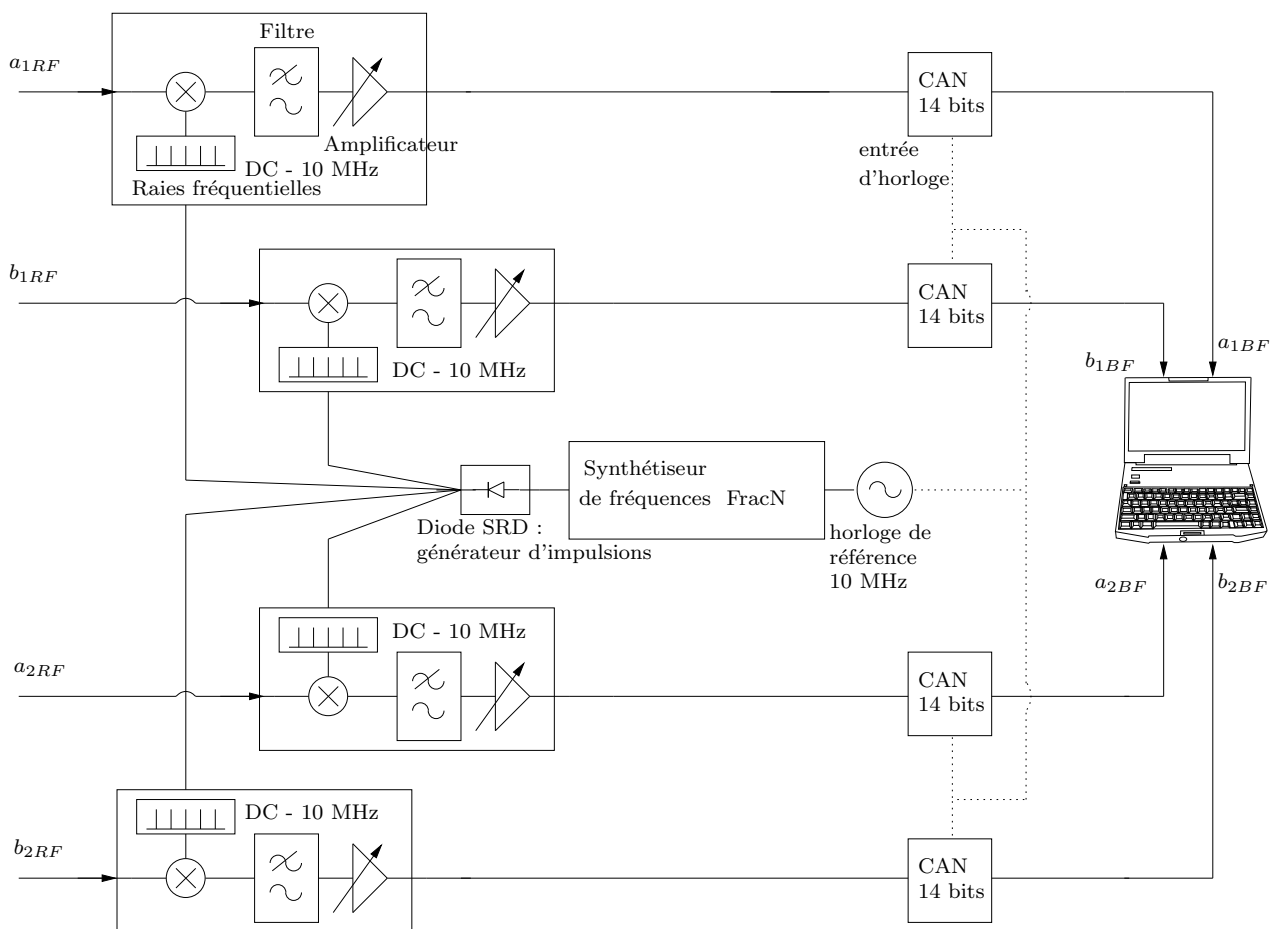


FIG. 2.1 – Structure interne du LSNA

Sur cette figure, on peut distinguer les quatre voies indépendantes qui fournissent des signaux échantillonnés par des CAN, et qui sont reliées à une même référence provenant d'une horloge 10 MHz. Un point très important est que les CAN prévus pour l'acquisition des données ont une fréquence limite d'échantillonnage (de l'ordre de 20-25 MHz) bien moins rapide que les fréquences de fonctionnement du LSNA (bande 1-40 GHz ou 50 GHz). Un des buts principaux du LSNA est donc la translation et la compression en fréquence d'un spectre du domaine Radio Fréquences (RF) vers son image exacte dans le domaine des fréquences intermédiaires (IF). Typiquement pour le LSNA tel qu'il est conçu, la bande IF est comprise entre 0 et 10 MHz. Pour ce faire, il faut prendre en compte le type de signaux qu'est censé mesurer le LSNA : il est conçu pour fournir les informations d'amplitude et de phase pour une fréquence définie et un certain nombre de ses harmoniques, contrairement à un ARV qui explore toute une bande de fréquences. Le principe de cette translation-compression de fréquence est fourni sur la figure 2.2 [82].

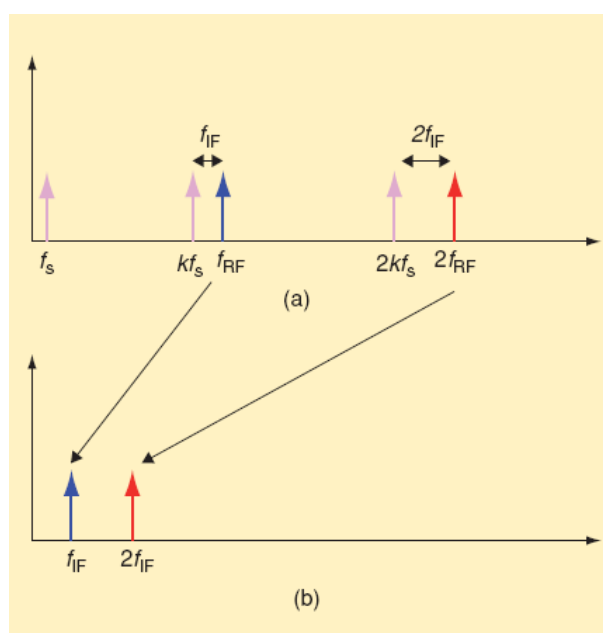


FIG. 2.2 – Principe de la translation de fréquence de la bande RF vers la bande IF

La fréquence désignée f_s est la fréquence du synthétiseur FracN de la figure 2.1. Quelques-uns des éléments importants de la structure interne sont détaillés ci-après :

- Le synthétiseur de fréquence haute précision

Appelé aussi FracN, il permet de générer une fréquence avec une résolution inférieure au Hertz entre 8 MHz et 25 MHz. C'est cette fréquence qui permet de calculer la position des raies des fréquences intermédiaires en sortie du LSNA. Comme le FracN du LSNA a besoin d'une entrée de référence de 10MHz, celle-ci doit venir du synthétiseur RF,

permettant ainsi la cohérence de phase entre celui-ci et le LSNA (voir figure 2.3).

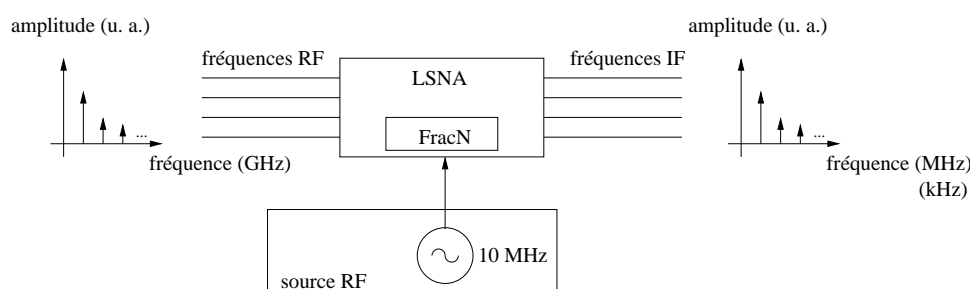


FIG. 2.3 – Le rôle du synthétiseur de fréquence haute précision FracN dans le LSNA

- La diode SRD

La diode SRD (Step Recovery Diode) est un composant volontairement très non-linéaire. Son rôle consiste à utiliser la fréquence qui lui est fournie pour générer de la puissance à un nombre maximal de fréquences harmoniques. Dans notre application, la fréquence réglable de sortie du FracN est ainsi transformée en un spectre discret de m multiples de f_{fracN} (ou peigne avec des amplitudes des raies décroissantes) où m dépend de la diode. Cependant, son utilisation sera limitée par la bande limite IF et la dynamique totale de mesure.

- Les échantillonneurs RF

Les échantillonneurs RF (un par voie) ont le rôle le plus important dans le LSNA. Ce sont eux qui permettent d'effectuer la translation-compression. Dans le domaine fréquentiel, le spectre RF est mélangé avec le peigne de sortie de la SRD pour donner son image en IF à la sortie, avec ainsi les amplitudes et les phases représentatives de l'information RF [69] [61]. Le temps requis pour cette opération est extrêmement court. Le spectre IF est ensuite filtré et amplifié. Par cette méthode les raies IF sont générées entre 0 et 10 MHz. Comme le signal de la sortie de la SRD est envoyé aux quatre échantillonneurs, les quatre spectres IF sont cohérents en phase.

2.2.2 Le calibrage particulier

Le LSNA est une machine bien spécifique, qui nécessite un étalonnage bien spécifique lui aussi. Selon que l'on veut mesurer sous pointes ("on wafer") ou en connectant un pied de test, l'étalonnage LRRM ou SOLT sert de base pour la correction linéaire. Pour l'utilisation classique du LSNA, l'idée n'est pas d'obtenir un calibrage pour un nombre très important de fréquences comprises entre deux extrémités, mais seulement à la fréquence fondamentale choisie ainsi qu'aux fréquences harmoniques considérées.

L'étalonnage doit néanmoins également considérer les informations de puissances (et non de ratios) et de phase des ondes (non de différences de phases d'ondes) par rapport à une référence. Ces deux étapes supplémentaires permettent de compléter la relation matricielle ci-dessous. Les ondes dans le plan du composant sont égales à un facteur de correction en amplitude et en phase multiplié par une matrice de correction petit signal classique de type SOLT ou LRRM multiplié par les ondes mesurées.

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

Les algorithmes SOLT ou LRRM classiquement utilisés couvrent la partie linéaire des mesures, permettant le calcul des rapports d'ondes pour remonter aux paramètres [S]. On obtient alors une matrice classique de correction à 16 termes. Cette étape est décrite sur la figure 2.4 [83].

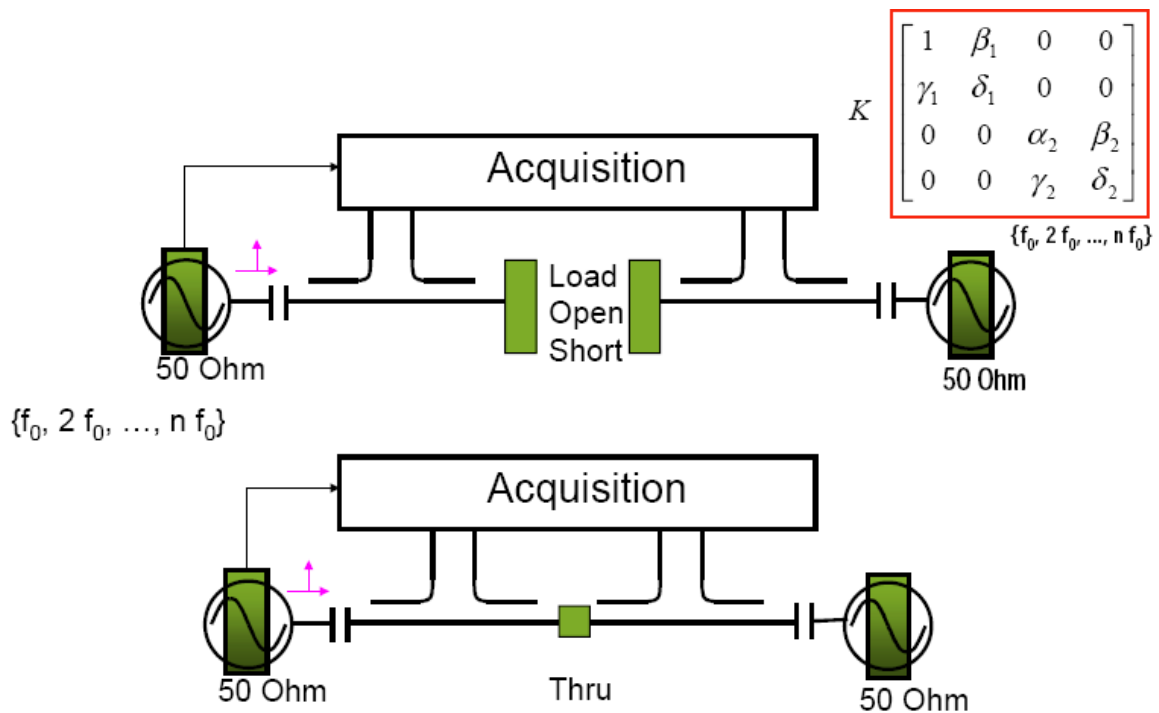


FIG. 2.4 – Étape de calibrage relatif, par exemple de type SOLT

A cette étape classique d'un ARV, deux autres viennent se rajouter :

- un étalonnage en puissance avec un wattmètre pour la correction en amplitude absolue de toutes les ondes à toutes les fréquences considérées comme le montre la figure 2.5 [83] ;

- un étalonnage en phase avec une diode spécifique (Step Recovery Diode) pré-calibrée pour déduire les relations de phase entre l'onde incidente a_1 à la fréquence fondamentale et toutes les autres ondes à toutes les autres fréquences, comme le montre la figure 2.6 [83]. Par convention, nous prendrons pour a_{1,f_0} une phase nulle.

2.2.3 Notion de “Test Set” associée

Le LSNA tel que l'on peut actuellement le trouver dans le commerce (société NMDG Engineering, Belgique) se décompose en plusieurs éléments montrés sur la figure 2.7. Sur cette figure, le dispositif sous test (DST) est relié à un boîtier qui n'est pas le LSNA en lui-même. Celui-ci est en réalité placé juste au-dessus, les deux éléments distincts étant reliés entre eux via quatre câbles RF. Le boîtier qui est relié au DST s'appelle “Test Set”.

Ce Test Set contient les éléments passifs RF et DC pour l'étape de calibrage et la mesure du composant :

- les coupleurs ;
- différents commutateurs ;
- éventuellement les tés de polarisation ;

Les commutateurs ont un rôle très important, car ils permettent de choisir de manière automatique sans intervention sur le câblage le chemin que parcourt la puissance RF. Chaque combinaison de position de ces commutateurs correspond à ce que l'on appelle un mode. Le rôle de chaque commutateur, noté K_i est rappelé brièvement sur la figure 2.8 :

- K_1 : il reçoit la puissance de la source RF et l'envoie soit dans le reste du Test Set, soit en-dehors, par exemple pour alimenter l'étalon de phase qui est utilisé pendant le calibrage ;
- K_2 : quand la puissance entre dans le Test Set via K_1 , son rôle est de la diriger vers l'entrée du DST ou vers sa sortie, pour l'étape de calibrage petit signal ;
- K_3 : il est placé du côté du port 1. Grâce à lui, la puissance RF peut aller directement vers le DST ou alors il est prévu qu'elle puisse être amplifiée par un Tube à Ondes Progressives ou un autre dispositif ;
- K_4 : il assure l'arrivée de la puissance vers le DST, en relation avec K_3 , en particulier pour récupérer la sortie du dispositif d'amplification de la puissance incidente ;
- K_5 : pendant le calibrage LRRM, il permet à la diode SRD d'envoyer un signal vers le DST pour le calibrage en phase et aussi de positionner un wattmètre pour le calibrage absolu en amplitude ;

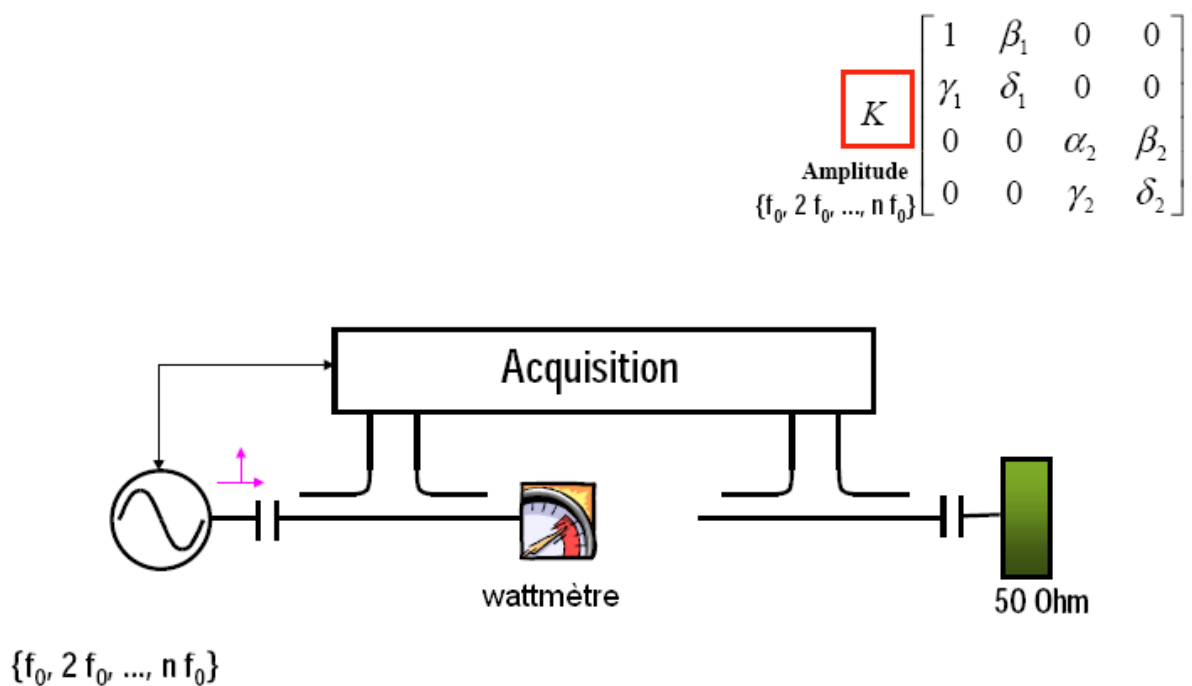


FIG. 2.5 – Étape de calibrage en amplitude

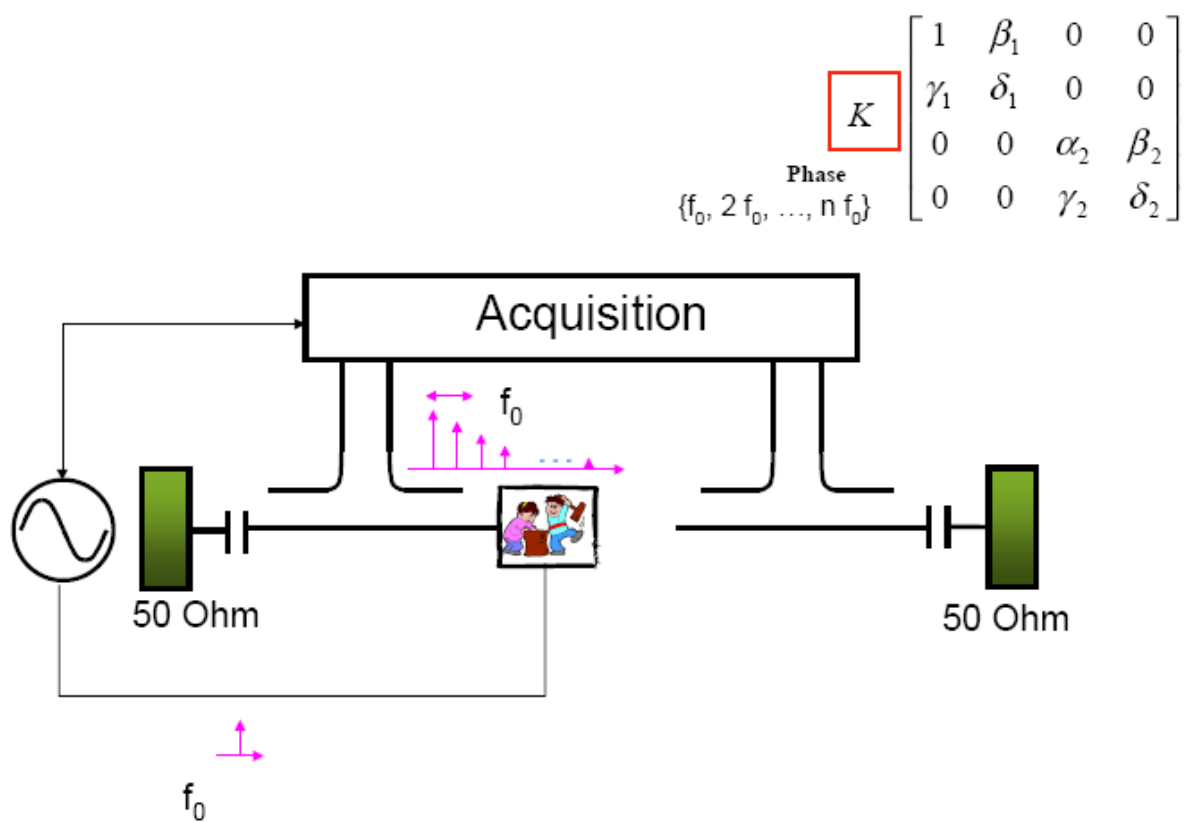


FIG. 2.6 – Étape de calibrage en phase



FIG. 2.7 – Le LSNA commercial

- K_6 : en sortie du DST, il ferme le circuit d'injection de puissance du côté de la sortie, ou il permet pour la partie mesure de sortir la puissance sur une charge comme la sonde d'un wattmètre par exemple.

Des modes ont été créés par rapport à ce jeu de commutateurs, qui correspondent à des utilisations classiques du système. Quelques remarques peuvent être effectuées à propos du Test Set :

- même si l'utilisation des commutateurs est transparente du point de vue de l'utilisateur, la connaissance de l'emplacement et du rôle de chacun est utile dès que l'on veut sortir des manipulations classiques. Par exemple, dans la version du code de prise en main dont nous disposons, pour envoyer la puissance de sortie du DST vers une charge de puissance, l'utilisateur doit activer le mode dit "MeasureMode", qui automatiquement envoie la puissance incidente dans le chemin d'amplification (combinaison $K_3 K_4$). Pour un transistor dont la mesure ne nécessite pas l'ajout d'un amplificateur de puissance incidente externe n'est pas requis, la puissance de sortie ne pourra être envoyée que par le chemin de calibrage de sortie, donc vers la charge 50Ω de fermeture d'un commutateur, ici K_2 . Pour avoir une mesure directe comme avec un wattmètre, il faut utiliser une astuce, qui consiste ici par exemple court-circuiter les connecteurs réservés à l'amplificateur externe ;
- les coupleurs étant inclus dans le Test Set, il va de soi que leurs caractéristiques sont imposées. Il est vrai qu'il serait aisé d'en placer d'autres entre le Test Set et le DST et de changer les entrées des ondes de puissance du LSNA, mais les coupleurs internes resteront malgré tout dans les chemins de puissance en entrée et en sortie avec leurs

pertes associées ;

- pour des mesures en environnement “load-pull”, les tuners sont prévus pour être rajoutés entre le Test Set et le DST. Cela signifie que dans le câblage de base, les coupleurs sont de fait repoussés après les tuners ;
- les pertes entre le DST et les coupleurs peuvent être plus importantes dans cette configuration, avec des câbles et des connecteurs pour entrer dans le Test Set et de même pour arriver jusqu’aux coupleurs ;

Le banc décrit dans ce chapitre n’a pas de boîtier contenant le Test-Set. Il a été entièrement reconstitué avec les éléments de base en externe. Tout est néanmoins transparent du point de vue de la commande logicielle du LSNA car en particulier les différents commutateurs sont reliés aux mêmes commandes des cartes électroniques internes. Les avantages de cette approche sont que les configurations des chemins de puissance sont bien connues, les équipements sont très facilement changés, les longueurs de câbles RF peuvent être connues et optimisées, et enfin les différents éléments d’un banc donné (exemples : tuner, té de polarisation, coupleur ...) peuvent être mis à la place que l’on a choisie.

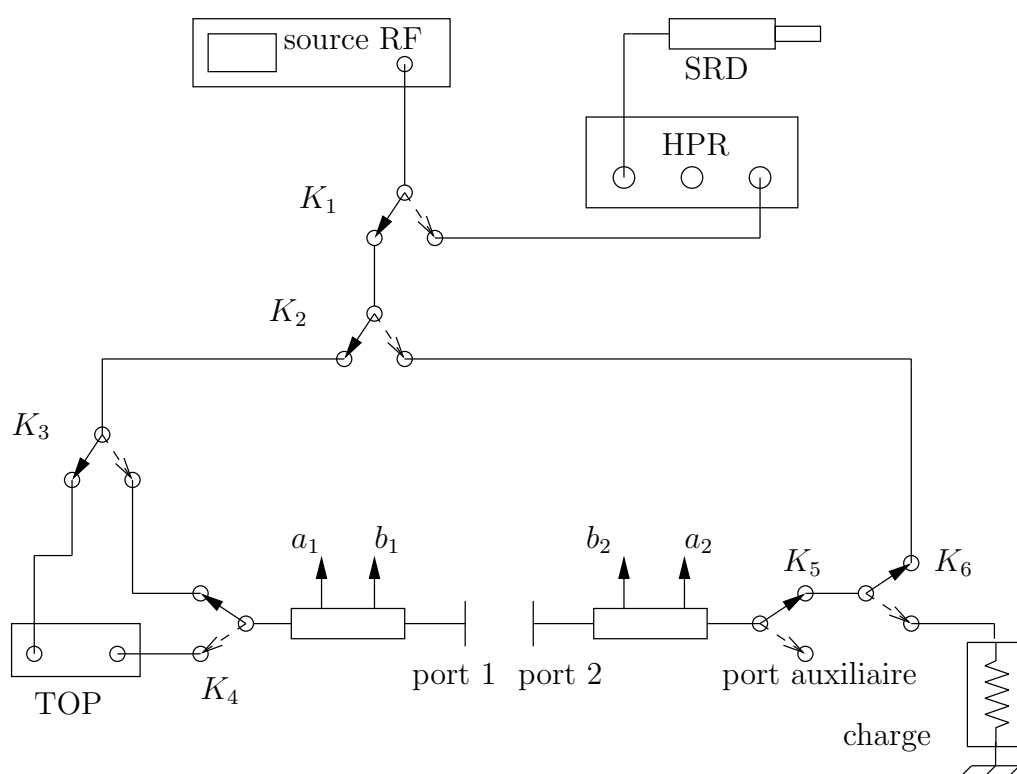


FIG. 2.8 – Le LSNA avec les différents chemins de puissance

2.3 Les différentes utilisations du LSNA

2.3.1 Introduction

En choisissant la méthode temporelle de caractérisation, en particulier avec le LSNA, de multiples applications peuvent en découler. L'application de base consiste à obtenir les cycles RF non linéaires. Avant de développer les travaux de cette thèse, cette partie a pour but de rappeler des investigations marquantes par leur originalité et leur importance dans la connaissance des transistors, circuits et systèmes micro-ondes.

2.3.2 La mesure localisée sur un circuit MMIC

Une première application au LSNA consiste à utiliser la technique de mesure mise au point par Tibault Reveyrand [84] [85]. Il s'agit d'utiliser des sondes à haute impédance pour mesurer les tensions et les courants dans différents endroits d'un même circuit MMIC. Ces sondes sont de taille suffisamment réduite pour pouvoir se placer précisément en n'importe quel point du circuit, et, moyennant un calibrage particulier, permettent de remonter aux informations temporelles à ces endroits comme avec un LSNA classique. La mesure se passe comme la figure 2.9 [85] le montre, avec une vraie finesse de choix de l'endroit de mesure souhaité.

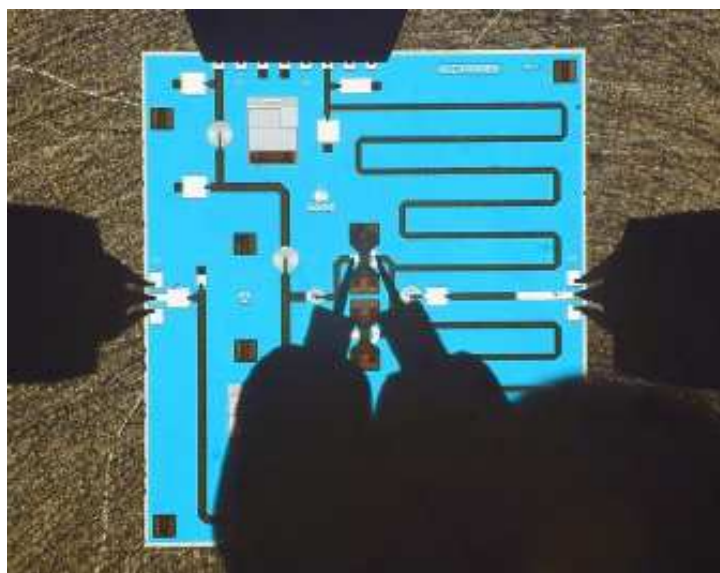


FIG. 2.9 – Mesure des tensions et courants sur un MMIC avec des sondes haute impédance

2.3.3 La technique “load-pull” temps réel

Une deuxième utilisation récente du LSNA a été publiée par l'équipe de Patrick Roblin [86] [87], elle est appelée load-pull temps réel (LPTR). La motivation de cette utilisation consiste à remarquer qu'une recherche de l'impédance optimale pour un critère électrique donné prend généralement un temps non négligeable. Le but poursuivi est donc de réduire de manière significative ce temps [88]. Le principe de cette mesure est de faire fonctionner le composant à sa fréquence nominale, et en plus d'injecter à sa sortie une excitation à une fréquence définie autre que f_0 . Cette opération permet d'obtenir des impédances présentées en sortie qui varient en fonction du temps. Ainsi, pour une puissance d'entrée fixée, un grand nombre de points sur l'abaque de Smith peuvent être mesurés. Par contre, un niveau de puissance d'entrée donne des points uniquement sur un contour fixe.

Une extension de ce principe consiste à employer la même méthode avec deux tons au lieu d'un. La figure 2.10 [87] contient un schéma-bloc du banc employé avec notamment un tuner de sortie pour centrer le balayage des impédances autour d'une fixée par ce dernier, et des sources auxiliaires RF pour injecter les deux signaux supplémentaires.

Dans le cas d'un LPTR à 1 ton, un niveau de puissance d'entrée donne un contour, tandis qu'avec deux tons, un niveau seulement permet en un centième de seconde d'obtenir un parcours couvrant bien plus de points, comme cela est montré sur la figure 2.11 [87].

2.3.4 La mesure de signaux modulés

Si le principe de base consiste à mesurer des signaux simples, à savoir une fréquence fondamentale et ses multiples, les besoins des télécommunications modernes sont plus complexes, avec non plus des signaux mono-porteuse, mais multi-porteuses autour d'une fréquence principale. On peut y retrouver des raies portant de l'information comme dans les cas d'une transmission multi-porteuses, et des raies venant de produits d'intermodulation ou de mélanges entre deux fréquences, produits qui peuvent être d'ordre trois, cinq...

L'avantage d'utiliser le LSNA pour caractériser les raies d'un signal multi-porteuse est que l'on peut reconstituer les signaux complets avec la connaissance de leur amplitude et de leur phase dans ce cas également [61] [89]. Pourtant, un inconvénient majeur de cette machine pour ces mesures est dans son état actuel sa très faible bande IF, de 10 MHz. Cela signifie qu'avec un comportement classique de translation-compression du spectre “principal” (porteuse et multiples), les raies autour de la porteuse sont bien translatées

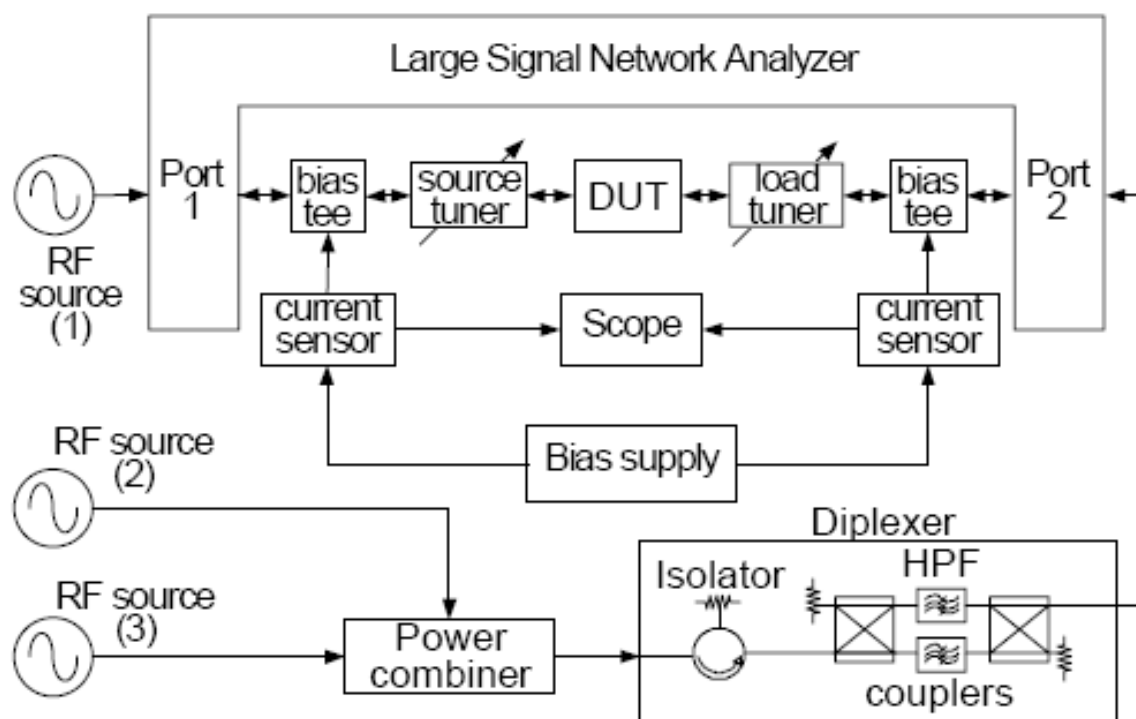


FIG. 2.10 – Banc de caractérisation “load-pull” temps réel à plusieurs harmoniques

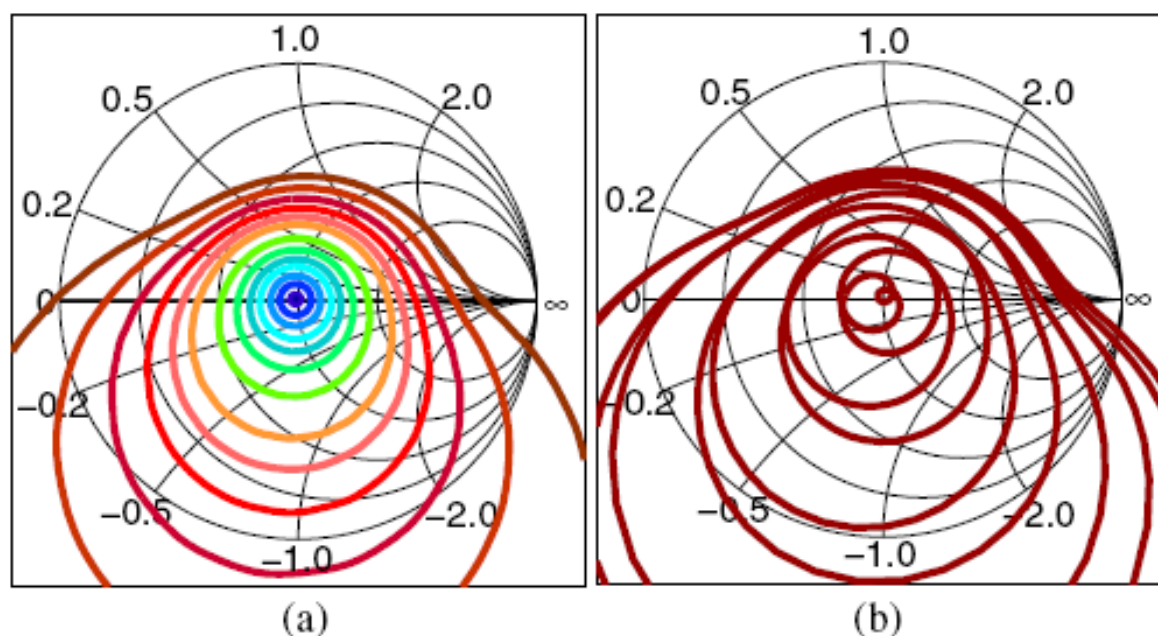


FIG. 2.11 – Exemple des impédances de charge parcourues autour d’une position du tuner de sortie pour a) la méthode CW et 13 niveaux de puissance d’entrée et b) la méthode améliorée à deux tons et un niveau de puissance d’entrée

mais pas compressées. Or une bande de 10 MHz est insuffisante pour les modulations complexes.

Des techniques ont donc été développées pour étendre cette bande, non pas seulement par du matériel qui est coûteux et vite insuffisant, mais par des méthodes logicielles [90] [91] [92]. Des méthodes pour obtenir des bandes d'analyse de plus de 500 MHz ont été publiées [93].

2.3.5 Les modèles comportementaux

Une des applications des mesures réalisées avec un LSNA est l'aide au développement de modèles comportementaux de transistors. Un modèle basé sur les équations physiques des phénomènes électriques dans le composant a comme base un schéma équivalent électrique. Par contre, pour établir un modèle comportemental, aucune connaissance de quelconque circuit équivalent électrique interne n'est requise, car toute l'information nécessaire est mesurée aux accès du composant. Ce sont les réponses obtenues à partir d'excitations connues qui sont étudiées.

A titre d'exemple, le modèle de type PHD (poly harmonic distortion) intègre explicitement dès le début la notion de fréquence fondamentale et de composantes harmoniques pour les ondes de puissance. On comprend alors toute l'utilité d'un instrument comme le LSNA qui donne directement et en une seule acquisition tout ce type d'information. [92] [94] [95] [96] [97] [98] [99] [100] [101] [102] [103] [104] [105] [106] [107] [108].

2.3.6 Autres utilisations

Il existe par ailleurs d'autres utilisations du LSNA dans la communauté scientifique, toutes ne pouvant être citées ici. Par exemple, le LSNA a été adapté à une version à six accès au lieu de quatre par l'équipe de Yves Rolain pour la mesure de mixers [109].

Par ailleurs, les possibilités du LSNA s'appliquent à de nombreux composants ou circuits non linéaires, une application récente étant la mesure de varactances par Yves Morandini [110].

2.4 Le LSNA dans un environnement de caractérisation de puissance

2.4.1 Introduction

La caractérisation de puissance des transistors micro-ondes est très particulière. Elle exige des utilisations aux limites des instruments, ce qui apparente parfois le pilotage de ces bancs à un exercice de précision. Cette partie présente les enjeux de ce type de mesures, en particulier avec l'introduction du LSNA.

2.4.2 Description de l'environnement

Le LSNA est, en résumé, un système qui permet de mesurer les informations d'amplitude et phase relative à une fréquence fondamentale ainsi qu'à un certain nombre de ses harmoniques. D'autre part, nous avons vu que la partie récepteur d'un LSNA n'est pas utilisable en l'état, mais qu'il est nécessaire de lui adjoindre ce que l'on appelle un Test Set (en un seul appareil ou de façon éclatée comme dans notre cas), qui comprend des sélecteurs de chemins RF, mais aussi des coupleurs.

Par ailleurs, pour mesurer des caractéristiques de puissance sur des transistors micro-ondes, il existe un type de banc de mesures, dit "load pull". Il permet d'extraire des informations primordiales pour évaluer les qualités du composant considéré en fonction de la puissance qui lui a été injectée, telles la puissance de sortie à une compression de gain donnée, le rendement en puissance ajoutée, le gain en puissance... tout ceci en fonction de l'impédance présentée à sa sortie. Pour effectuer ces mesures, ce type de banc utilise en particulier des appareils nommés tuners qui permettent de présenter à l'entrée et/ou à la sortie du composant l'impédance que l'on désire, à certaines limitations près que nous décrirons plus bas.

Le but de cette partie est donc d'expliquer comment garder les possibilités d'un banc de type load pull en ajoutant la propriété de mesurer les formes d'ondes temporelles aux accès des transistors dans les meilleures conditions possibles. Dans toute la suite de ce manuscrit, l'acronyme LPT (Load Pull Temporel) désignera ce type de banc.

De plus, dans ce chapitre, les figures ainsi que leurs commentaires désigneront un banc dédié à des mesures dites sous pointes, c'est-à-dire pour la caractérisation de composants sur plaque. Les mêmes considérations exposées ci-dessous peuvent néanmoins s'appliquer à des mesures réalisées avec un pied de test.

2.4.3 Cohabitation coupleur avec tuner

2.4.3.1 Introduction

Dans un banc de mesures LPT, des éléments-clé sont à prendre en considération en terme d'influence tant sur la qualité des mesures que le domaine accessible d'exploration des caractéristiques des composants :

- Les coupleurs
- Les tuners
- Les tés de polarisation

Comme il sera détaillé dans la suite, il existe de bonnes raisons pour positionner les coupleurs très proches du DST et aussi les tuners très proches du DST. Il y a donc lieu à débattre de l'ordre à choisir entre ces deux éléments.

Dans ce manuscrit, les effets de l'insertion des tés de polarisation ne seront pas décrits [111]. Les tés de polarisation seront dans ces exemples placés après ces deux éléments.

2.4.3.2 Tuner puis coupleur

Un premier choix consiste à opter pour l'organisation la plus courante, à savoir l'ordre décrit sur la figure 2.12 :

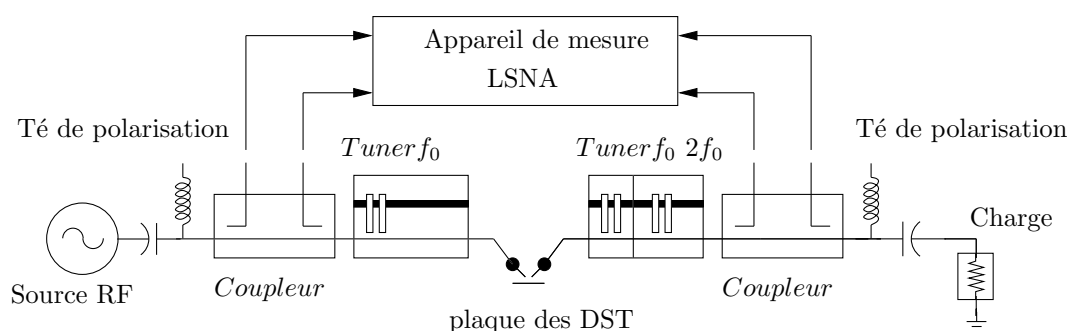


FIG. 2.12 – Banc avec l'ordre DST-tuner-coupleur

Ici, les tuners sont placés directement après les pointes de mesure, via une simple ligne coudée. Les coupleurs sont donc placés après les tuners vu du DST. Le principal avantage de cette configuration consiste dans les pertes minimales entre le tuner et le transistor. En effet, la ligne utilisée couramment pour relier ces derniers est dédiée spécialement à cet usage, et donc :

- est à pertes minimales
- évite tout connecteur superflu

- évite tout rajout de câble, et donc boucle sur le point précédent

Étant donné que ces pertes influent directement sur les capacités d'adaptation d'un tuner, limitant l'accès aux impédances les plus au bord de l'abaque de Smith vu du transistor, ce choix d'organisation permet d'utiliser au mieux le tuner. Par conséquent, les meilleures conditions pour extraire la puissance de sortie maximale du transistor sont conservées :

- adaptation en entrée : en particulier pour les transistors très désadaptés en entrée, il est plus facile d'injecter de la puissance ;
- adaptation en sortie : même remarque que pour l'entrée du point de vue de l'extraction de puissance, avec en supplément la possibilité de mesurer le comportement du composant à des impédances de charge générant des coefficients de réflexion très élevés.

Ainsi, du point de vue de la caractérisation de type "load pull", ce choix est le meilleur. Du point de vue des mesures temporelles maintenant, cet emplacement des coupleurs implique des difficultés à garder une bonne qualité de prise d'informations.

Premièrement, toute la mesure d'amplitude et de phase dépend de la position relative du chariot horizontal et du plongeur vertical du tuner. Cela signifie qu'à chaque changement d'impédance de charge présentée, toutes les données brutes acquises doivent être corrigées avec une matrice de calibrage différente. Ce calibrage du tuner doit dans ce cas d'ailleurs être effectué obligatoirement aux fréquences d'intérêts d'adaptation.

Deuxièmement, des tuners modernes laissent le choix des impédances de charges présentées aux harmoniques 2 et 3. Par conséquent, la mesure de la puissance à ces fréquences demande une grande dynamique de mesure dans le cas où l'on choisit les impédances d'adaptation, car la puissance après le tuner devient très faible. De plus, là encore la reconstitution de l'information dans le plan de sortie du transistor demande une étape de calcul dédié pour l'amplitude et la phase.

Ce type d'organisation peut néanmoins fournir les informations souhaitées, car elle est choisie par la société NMDG qui commercialise le LSNA.

2.4.3.3 Coupleur puis tuner

Un deuxième choix consiste à opter pour une inversion de la proposition précédente, à savoir l'ordre décrit sur la figure 2.13 :

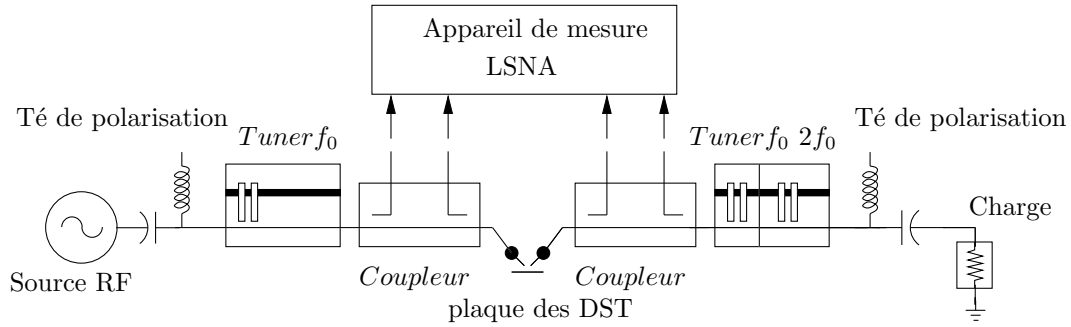


FIG. 2.13 – Banc avec l'ordre DST-coupleur-tuner

Dans ce cas, les coupleurs sont placés juste après les pointes, et les tuners après les coupleurs. La première conséquence est qu'il est bien plus aisé de mesurer toute l'information aux fréquences intéressantes car la matrice de correction entre l'appareil de mesure et le transistor n'est en rien modifiée par n'importe quelle opération sur les tuners. Pourtant, dans l'optique d'extraction d'un maximum de puissance, cette organisation est inadaptée pour deux raisons principales :

- La première se trouve dans les propriétés RF d'un coupleur large bande, même excellent : des pertes d'insertion et des pertes d'adaptation. Les premières interviennent particulièrement dans la limite de zone d'impédances désadaptées par rapport à 50Ω que peut atteindre un tuner, ce qui ressort de l'équation (2.1) où Γ_S correspond au coefficient de réflexion limite appliqué en sortie du transistor, Γ_T au coefficient de réflexion maximal pouvant être atteint par le tuner, et les S_{ij} aux paramètres [S] des éléments entre le transistor et le tuner, dont le coupleur.

$$\Gamma_S = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - \Gamma_T S_{22}} \quad (2.1)$$

- La deuxième se trouve dans l'intégration du coupleur dans le LPT. Avec les coupleurs classiques, on ne peut que rarement relier directement le coupleur au système de porte-pointe de mesure. Dans ce cas, des câbles flexibles doivent être insérés entre ces deux éléments pour supprimer tout effort mécanique lors des déplacements, et l'on retombe sur la première remarque, en ayant aggravé la situation par le rajout de pertes.

Il ressort de l'examen rapide des deux organisations qu'aucune ne s'avère totalement satisfaisante. Par contre, la deuxième serait intéressante si ce n'étaient les pertes jusqu'au tuner, pertes en grande partie amenées par le coupleur.

2.5 Alternative au couplage distribué classique : le couplage localisé

2.5.1 Introduction

Le moyen choisi pour remplir la fonction de couplage dans un LPT est un point-clé, comme cela a été démontré plus haut. Dans les configurations citées, il est imposé de trouver un compromis entre les capacités d'adaptation et la mesure non linéaire. Cette partie propose une méthode différente pour coupler les signaux RF, et met en avant ses avantages dans le contexte du LPT.

2.5.2 Définitions préliminaires : couplage et directivité

Les principales informations dont on a besoin pour une méthode de couplage sont les pertes d'insertion, les pertes d'adaptation, le couplage, l'isolation, la directivité. Prenons comme conventions les accès tels qu'ils sont numérotés sur la figure 2.14.

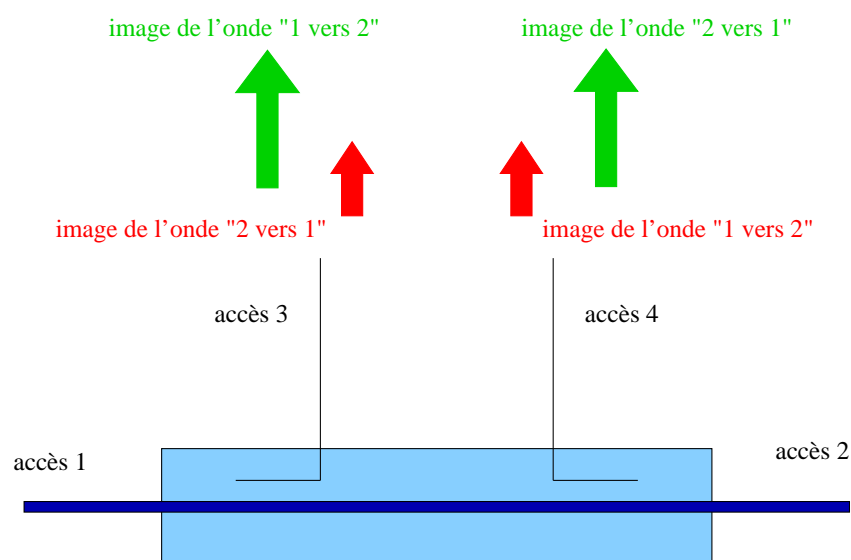


FIG. 2.14 – Principe général d'un coupleur

Prenons par exemple une onde incidente à une fréquence donnée f_m du côté (1) et le côté (2) fermé par une impédance parfaitement égale à l'impédance caractéristique de toutes les lignes utilisées pour toutes les fréquences considérées. Aucune puissance n'est donc réfléchiée par (2). Notons P_1 la puissance incidente, P_2 la puissance sortante, P_3 la puissance couplée sur la voie 3 et P_4 la puissance couplée sur la voie 4. Les rapports C et I sont définis aux équations (2.2) et (2.3). Le couplage C (équation (2.2)) a une valeur donnée à une fréquence donnée qui dépend essentiellement de la technologie utilisée et

des réglages de la structure du coupleur, tels l'éloignement entre la ligne porteuse de l'information et la ligne de prise de mesure, la largeur des lignes... Dans le cas idéal, l'isolation I (équation (2.3)) vaut 0 puisque aucune puissance ne peut atteindre la voie 4. Dans le cas général, ce rapport I contient la part de puissance parasite provenant de l'onde incidente. Pourtant, I ne suffit pas à caractériser l'imperfection du coupleur. En effet, prenons le cas où I serait très faible mais où C serait très proche de I . Ce coupleur serait mauvais, très peu directif. On en arrive donc à la notion même de directivité (équation (2.4)), qui correspond en décibels à la différence ($C_{dB} - I_{dB}$) pour chaque fréquence, pour avoir une quantité représentative de la qualité intrinsèque du coupleur. Cette différence se fait dans ce sens si on veut une directivité définie comme positive en décibels.

$$C_{f_m(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right)_{P_2=0} \quad (2.2)$$

$$I_{f_m(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right)_{P_2=0} \quad (2.3)$$

$$D_{f_m(dB)} = C_{f_m(dB)} - I_{f_m(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right)_{P_2=0} \quad (2.4)$$

2.5.3 Quelques coupleurs disponibles pour des applications de puissance

Il découle des paragraphes précédents que le choix et l'emplacement d'un coupleur sont des points importants. Quelles solutions sont disponibles pour notre type d'applications ?

Les contraintes pour un coupleur associées à un LPT sont une bande de fréquence couvrant plusieurs octaves, typiquement de 2 à 18 GHz, une puissance admissible permettant la mesure de transistors de fortes puissances même en excitation continue, et des pertes d'insertion et d'adaptation minimales.

Un premier exemple est le coupleur Agilent 11692D. Sa bande de fréquences est de 2 à 18 GHz. La figure 2.15 [112] montre son facteur de couplage en fonction de la fréquence.

Étant donnée l'échelle utilisée sur la figure 2.15, le facteur de couplage est très plat sur toute la bande d'utilisation, autour de -21 dB. Ses capacités en puissance sont très bonnes, en effet il supporte 50 W en valeur moyenne et jusqu'au quintuple en valeur crête. La directivité est représentée sur la figure 2.16 [112] qui montre un niveau supérieur à 26 dB et qui varie peu. Les pertes d'insertion sont limitées à 1.5 dB. Par contre, son poids est de 2.72 kg et sa longueur supérieure à 40 cm, ce qui rend son intégration difficile pour un banc de mesures sous pointes.

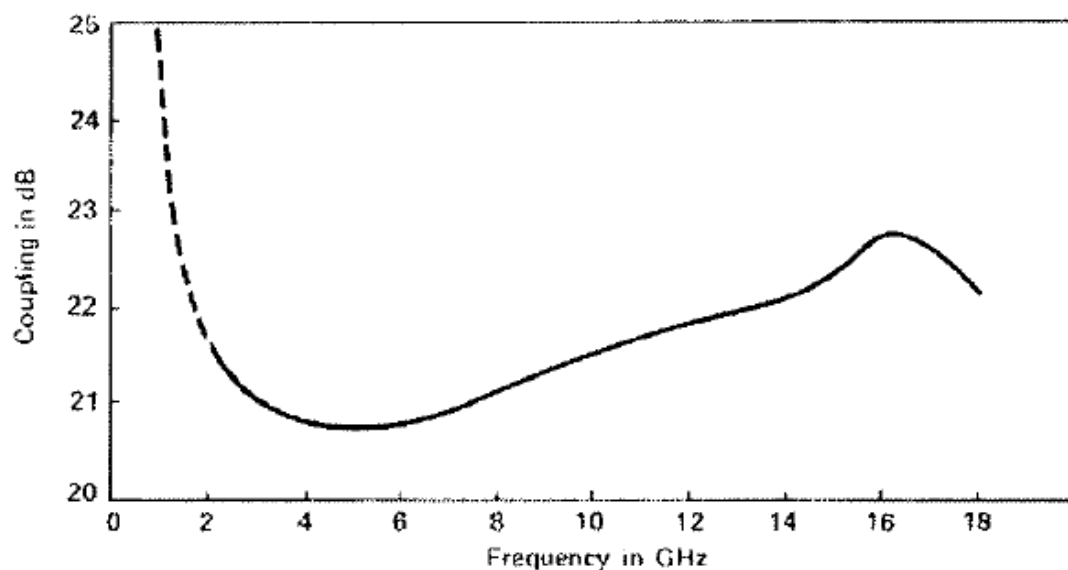


FIG. 2.15 – Facteur de couplage du Agilent 11692D

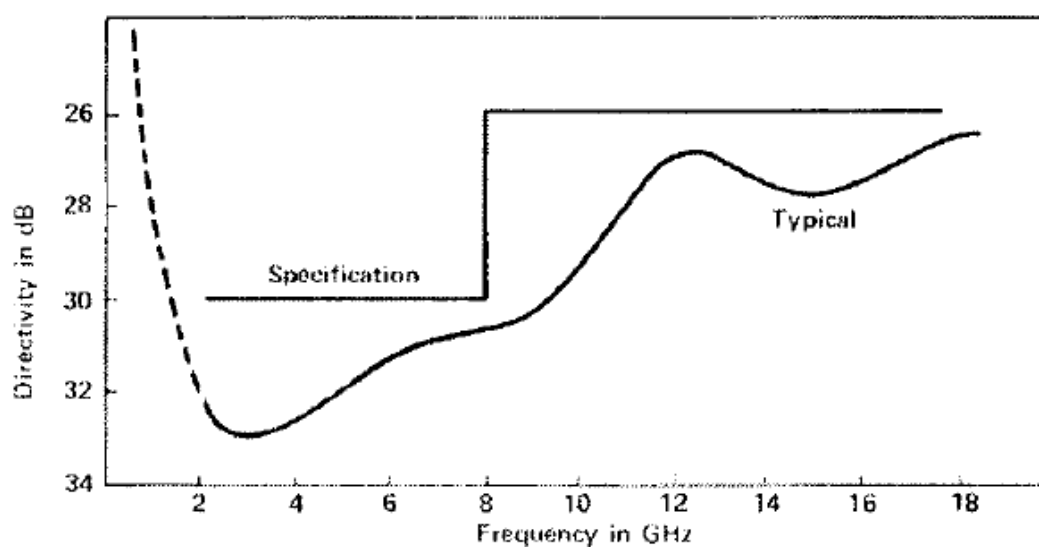


FIG. 2.16 – Directivité du Agilent 11692D

Un deuxième coupleur est le Krytar 501820, sur la bande 1 à 20 GHz [113]. Les pertes annoncées sont du même ordre que pour le précédent, sa tenue en puissance est de 20 W moyen, 3 kW maximum, son encombrement bien meilleur avec un poids nominal de 130 g et une longueur de 28 cm. Les pertes d’insertion sont de 2.8dB maximum. Par contre, sur une bande de 1 à 20 GHz, la directivité a son minimum à 16 dB et surtout la valeur de couplage est très stable autour de -10 dB. Cette valeur est trop “grande” pour des mesures de plusieurs Watts sans avoir recours aux atténuateurs programmables du LSNA car on dépasserait largement la limite de puissance tolérée par les têtes d’échantillonnage.

Un troisième coupleur est le Agilent 87300B sur la bande 1 à 20 GHz [114]. Les pertes annoncées sont du même ordre que pour le précédent, sa tenue en puissance est de 20 W moyen, 3 kW maximum, un poids nominal de 74 g et une longueur de 10 cm. La directivité a son minimum à 16 dB et surtout la valeur de couplage est stable autour de -10 dB. Les pertes d'insertion sont de 1.5 dB maximum.

L'influence des pertes d'adaptation et d'insertion amenées par ces coupleurs peut se voir avec l'équation (2.1) écrite avec les modules des quantités concernées (équation (2.5)) :

$$|\Gamma_S| \leq |S_{11}| + \frac{|S_{12}S_{21}\Gamma_T|}{1 - |\Gamma_T S_{22}|} \quad (2.5)$$

Ainsi, si on prend comme exemple la valeur des pertes d'insertion de 1.5 dB et les pertes d'adaptation souvent données par un SWR de 1.3 maximum, l'équation (2.1) (tuner avec un $|\Gamma_T|$ à 0.95 et $|S_{12}|$ supposé égal à $|S_{21}|$) donne : (équation (2.6))

$$|\Gamma_S|_{limite} = 0.67 \quad (2.6)$$

Ce résultat concerne donc l'ensemble coupleur tuner, soit le coefficient de réflexion maximal avant le système pour poser la pointe de mesure qui rajoute lui aussi des pertes. Il ne tient pas compte non plus du connecteur entre le coupleur et le tuner, ni de l'éventuel câble à rajouter pour connecter la pointe de mesure.

Les principales remarques à propos de ces quelques coupleurs cités ici sont que le facteur de couplage ne change pas de manière significative dans la bande de fréquences donnée, que la directivité a tendance à diminuer si la taille du coupleur diminue, que l'insertion d'un coupleur de ce type entre un tuner et un porte-pointe amène réellement des pertes non négligeables et est difficile mécaniquement.

Une possibilité d'amélioration serait donc d'enlever les pertes d'insertion qui sont liées au coupleur. Seulement, avec la technologie de couplage distribué cela est impossible car l'existence même d'une ligne de longueur définie constitue la base du principe de couplage, ligne qui implique donc des connecteurs à ses extrémités. Si l'on veut vraiment supprimer une ligne dédié uniquement au couplage et qui ne fait rien d'autre, il est donc nécessaire de changer complètement l'approche de la fonction de couplage et d'utiliser le principe du couplage localisé.

2.5.4 Description du couplage localisé

La technique du couplage localisé est complètement différente dans le principe de prise d'informations par rapport à la technique distribuée. Elle consiste à placer au-dessus de la ligne RF considérée une sonde de dimensions réduites par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence mesurée. Cette sonde permet de récupérer les contributions apportées par le champ électrique et le champ magnétique qui sont générés par une onde RF [115] [116] [117] [118] [119] [120].

On peut utiliser une sonde récupérant uniquement la contribution du champ électrique, un autre type pour celle du champ magnétique. Chacune d'entre elle donne une image de l'onde RF considérée, mais l'inconvénient principal consiste dans le fait que les champs électriques et magnétiques ont une amplitude qui dépend de façon sinusoïdale de la position dans la direction principale de propagation de l'onde. La connaissance de la position de la sonde prendrait alors un caractère primordial, ce qui impliquerait un dispositif lourd de placement de la sonde par rapport à un plan de référence. La conséquence serait une difficulté non négligeable d'intégration de ce type de coupleur dans un banc LPT.

Une autre solution consiste à mesurer directement, non plus la contribution d'un champ, mais les deux contributions à la fois, soit en quelque sorte mesurer une image de la *puissance* qui est transportée par l'onde principale. L'avantage de mesurer de cette manière est que la position exacte de la sonde n'a plus la même importance. En effet, si les champs ont des amplitudes variables, les équations de Maxwell dans le cas d'une propagation sans perte d'une onde progressive pure permettent d'établir la puissance d'une onde en fonction des amplitudes des champs électrique et magnétique au niveau d'une surface. C'est la définition du vecteur de Poynting complexe (2.7). Cette puissance ne dépend pas de la position de mesure dans le cas d'une ligne principale sans perte.

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \cdot \vec{E} \otimes \vec{H}^* \quad (2.7)$$

Pour mesurer les contributions de chaque champ, une solution consiste à placer une sonde de champ électrique et une sonde de champ magnétique très proche l'une de l'autre, toujours par rapport à une référence de longueur d'onde. Pourtant, dans le cas d'une onde incidente et une onde réfléchiée dans la ligne RF principale, ce type de combinaison ne pourrait donner une image que de la résultante des deux ondes et non pas une image indépendante des deux.

Ainsi, la solution "idéale" serait celle qui permettrait de rendre compte du champ

électrique, du champ magnétique, et ce pour les deux directions possibles des ondes, soit donc en fait quatre informations. Une extension de la dernière approche citée est donc nécessaire pour obtenir un coupleur localisé “complet”. Il est possible d’arriver à ce résultat en plaçant une boucle au-dessus de la ligne RF principale (figure 2.18). Cette boucle peut être réalisée en dénudant une partie d’un seul câble classique RF semi-rigide de sa masse et son diélectrique (voir figure 2.17) [121].



FIG. 2.17 – La sonde de puissance : une boucle formée à partir d’un câble RF unique

Les deux parties du câble sont alors repliées sur elles-mêmes pour former une boucle à partir de la partie dénudée. Enfin, les deux masses de part et d’autre de la boucle sont liées de nouveau l’une à l’autre. L’idée est de parvenir à avoir à une extrémité du câble l’image de l’onde RF incidente et sur l’autre extrémité l’image de l’onde RF réfléchi. La figure 2.17 donne le principe d’intégration de ce type de sonde près d’une ligne principale. Il faut donc maintenant démontrer que cette boucle peut donner les deux informations nécessaires.

Les figures 2.19, 2.20 et 2.21 montrent les champs mis en oeuvre par la propagation d’une onde de puissance sur la ligne principale.

Les figures 2.22 et 2.24 donnent le principe des courants générés par les champs, pour une hypothèse de deux voies parfaitement identiques et sans perte, et d’un système linéaire où le théorème de superposition des effets des champs peut s’appliquer [115].

L’influence du champ \vec{H} est donnée par le schéma de la figure 2.22.

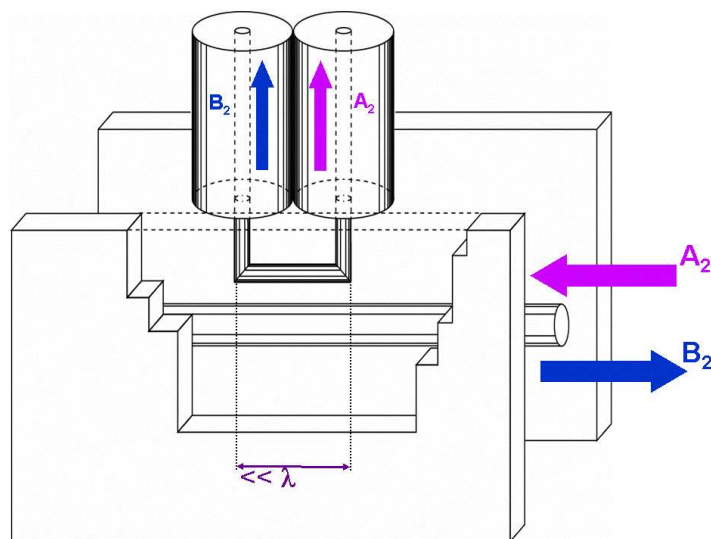


FIG. 2.18 – La sonde de puissance placée au-dessus de la ligne RF principale

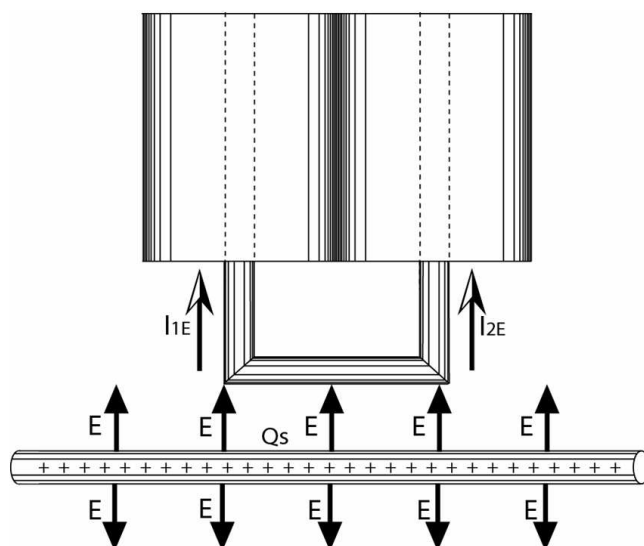


FIG. 2.19 – La sonde de puissance : effet du champ électrique

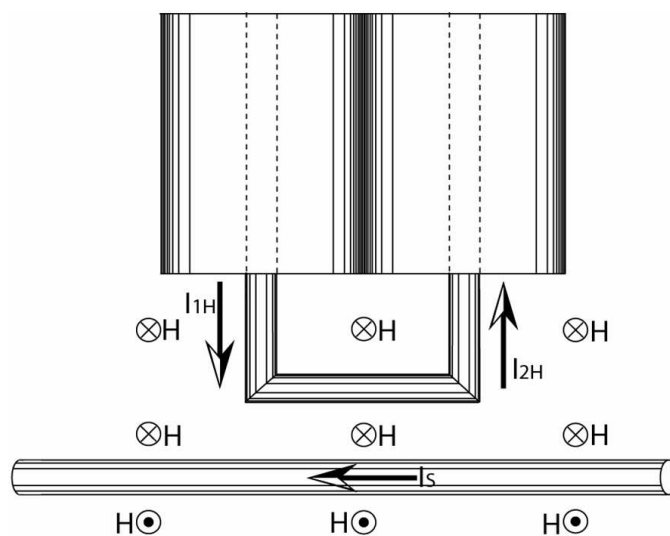


FIG. 2.20 – La sonde de puissance : effet du champ magnétique

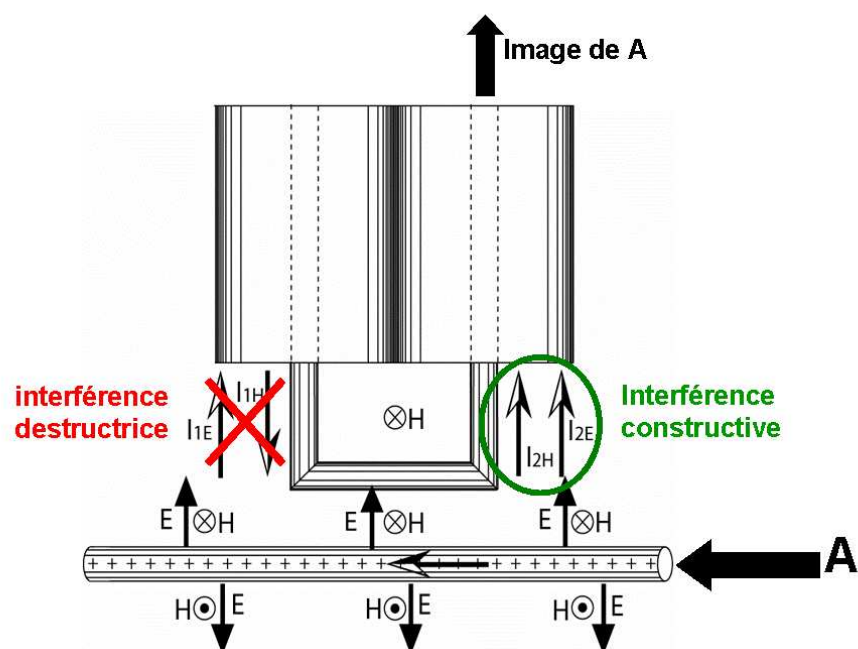


FIG. 2.21 – La sonde de puissance : bilan des effets

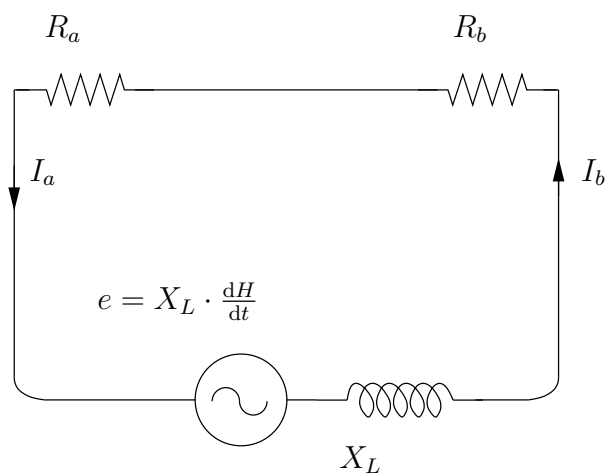


FIG. 2.22 – Schéma équivalent de l'influence du champ magnétique

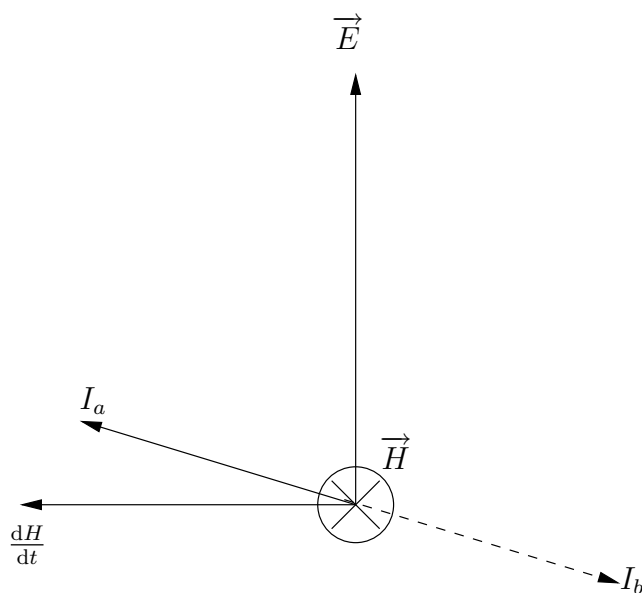


FIG. 2.23 – Diagramme vectoriel de l'influence du champ magnétique

Dans ce cas, le champ \vec{H} tournant autour de la ligne principale génère une tension par son passage dans la boucle formée par la partie dénudée du câble formant la sonde de puissance. R_a et R_b représentent les impédances caractéristiques des deux demi-câbles. Le sens du courant induit est donné pour un sens de parcours d'une onde de puissance sur la ligne principale qui génère un champ magnétique tournant dans un sens. Dans une hypothèse de cas idéal, avec une propagation suivant l'axe de la ligne, et pour une position le long de cet axe correspondant au milieu de la boucle, \vec{E} et \vec{H} sont dans le même plan orthogonal à la direction de propagation. Le champ magnétique induit une tension proportionnelle à la self-inductance de la boucle formée par la sonde, tension notée $X_L \cdot \frac{dH}{dt}$ (voir figure 2.23). Comme dans ce cas, la somme des résistances vérifie la relation (2.8) :

$$R_a + R_b \gg X_L \quad (2.8)$$

alors l'impédance équivalente du circuit est quasiment résistive et donc le courant induit est quasiment en phase avec la tension. L'angle entre le vecteur de tension et celui de courant vient justement de la self-inductance. Dans cette configuration, le courant sur la voie de gauche, I_a , est de sens opposé avec celui de la voie de droite, I_b , ce qui justifie les vecteurs opposés sur la figure 2.23.

L'influence du champ \vec{E} est donnée par le schéma de la figure 2.24.

Le circuit électrique contient un générateur de tension proportionnel au champ électrique présent autour de la ligne principale. C_1 est la capacité qui représente l'espace d'air entre la boucle et la ligne, C_2 celle qui représente l'espace d'air entre la boucle et le plan de masse au-dessus de celle-ci. Les différentes relations entre les impédances sont données dans l'équation (2.9) :

$$X_{C_1} \gg X_{C_2} \gg R_a \text{ ou } b \quad (2.9)$$

Dans ce circuit, R_a et R_b sont en parallèle. Comme l'impédance X_{C_1} est bien plus grande que les autres impédances du circuit, le courant I'_0 est quasi orthogonal par rapport à la tension e' . Les vecteurs des courants I'_a et I'_b sont identiques si les deux parties de la boucle sont symétriques, mais la présence de C_2 donne un angle entre ceux-ci et celui qui porte I'_0 , voir la figure 2.25.

Si on fait le bilan des deux effets, électrique et magnétique, pour un sens de champ magnétique donc pour un sens de propagation, une partie du câble, ici à gauche, porte un courant $I_a + I'_a$, et l'autre partie $I_b + I'_b$ soit $-I_a + I'_b$. Si les contributions des deux champs sont parfaitement équilibrées et si la boucle est parfaitement symétrique, les normes des

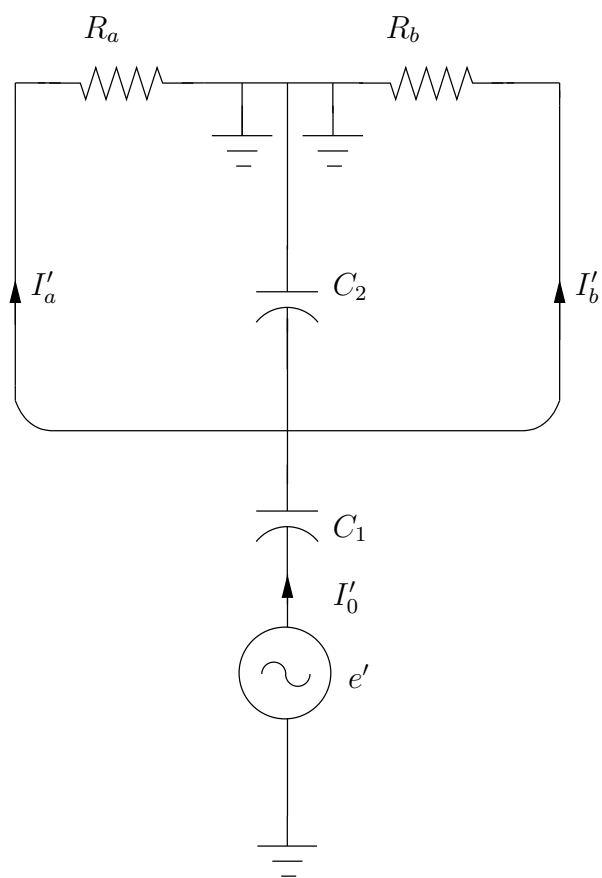


FIG. 2.24 – Schéma équivalent de l'influence du champ électrique

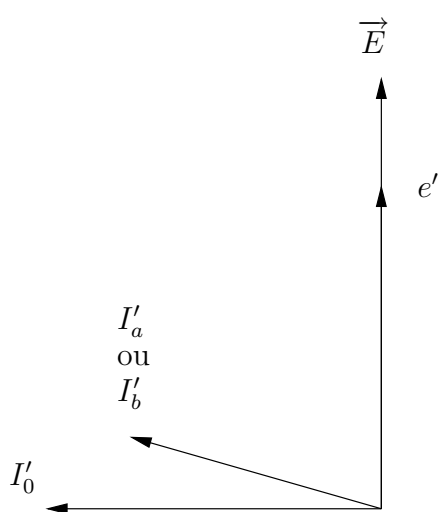


FIG. 2.25 – Diagramme vectoriel de l'influence du champ électrique

courants résultants sont identiques. Si les angles dus à la self-inductance et de la capacité sont égaux, on a finalement une partie du câble avec un courant de $2 \cdot I_a$ et l'autre partie avec un courant nul. C'est de cette répartition dont dépendent en pratique les notions de couplage et de directivité. Pour un sens de propagation donné, le courant sur la voie opposée n'est pas nul et sa présence influence le courant sur cette voie venant du sens opposé de propagation. La proportion de cette influence se traduit en terme de directivité.

2.5.5 Figures de mérite d'un coupleur : application au couplage localisé

2.5.5.1 Le facteur de couplage : simulations et mesures

Une première figure de mérite importante pour juger de la qualité d'un coupleur est le facteur de couplage. Nous avons vu précédemment que les coupleurs que l'on peut trouver dans le commerce ont un facteur de couplage très plat sur de très larges bandes de fréquences.

Qu'en est-il de la technique de couplage localisé ? La figure 2.26 donne un exemple de mesure de facteur de couplage dans la bande de fréquences 0.5 GHz - 20 GHz.

Comme la courbe 2.26 le montre, le facteur de couplage avec la technique localisée a ses propres propriétés :

- Il augmente de manière significative avec la fréquence, de l'ordre de 20 dB entre 1 GHz et 20 GHz ;
- il a une valeur relativement faible, entre -50 dB et -40 dB entre 1 GHz et 5 GHz.

Ces deux propriétés sont très intéressantes dans notre contexte de banc LPT :

- l'augmentation de la valeur de couplage avec la fréquence : mesurer de la puissance à des fréquences harmoniques d'un rang élevé pose toujours le problème de la dynamique des systèmes de mesure car ces puissances sont bien inférieures à celle portée par la fréquence fondamentale. Cela vient d'une part du comportement même d'un transistor, et d'autre part de l'augmentation avec la fréquence des pertes dans les connecteurs et les lignes. Un coupleur classique, au mieux, n'empire pas cette situation et n'aide pas à compenser en terme de dynamique ces pertes. Un système de mesure avec énormément de dynamique est donc absolument nécessaire. Le coupleur localisé proposé, quant à lui, permet de réaliser en quelque sorte une pré-accentuation aux fréquences harmoniques.
- la valeur de couplage en elle-même : un des buts principaux de notre LPT est la mesure en bande S de fortes puissances, bien supérieures à 30 dBm. Par ailleurs, le LSNA, avec ses échantillonneurs en entrée, ne tolère pas des puissances au-dessus d'une limite

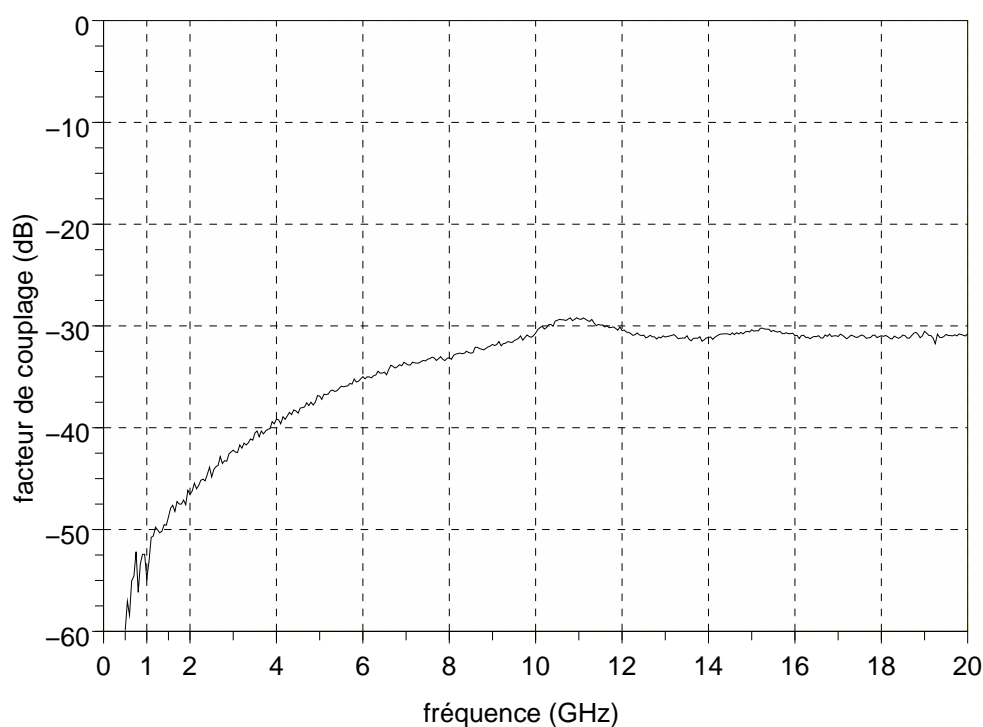


FIG. 2.26 – Facteur de couplage pour une position donnée de la sonde par rapport à la ligne RF principale

comprise entre -10 dBm et 0 dBm. Donc dans une configuration classique et pour mesurer des puissances supérieures à 30 dBm, des atténuateurs programmables doivent être insérés avant les échantillonneurs, solution d'ailleurs intégrée dans le LSNA commercial. Disposer ainsi d'une solution de couplage à basse valeur permet dans beaucoup de cas d'éviter l'emploi, et donc la correction associée de la mesure, de ces atténuateurs. Et même s'ils sont employés, ils ne le sont que pour peu de positions parmi celles disponibles.

Un autre avantage de ce type de coupleur à propos du facteur de couplage consiste dans le fait qu'il n'est pas fixé définitivement à la fabrication, mais qu'il devient réglable. Autrement dit, comme le facteur de couplage dépend de la distance de la sonde à la ligne RF principale, à chaque distance d donnée correspond une courbe différente de facteur de couplage en fonction de la fréquence. La figure 2.27 donne un exemple de mesure de ces différentes courbes pour différentes distances.

La position 1 est la plus proche de la ligne, et la distance d augmente de plus en plus jusqu'à atteindre la position 6. Ainsi, plus d augmente, plus le couplage diminue, avec toutefois une allure générale de la courbe du facteur de couplage qui reste relativement

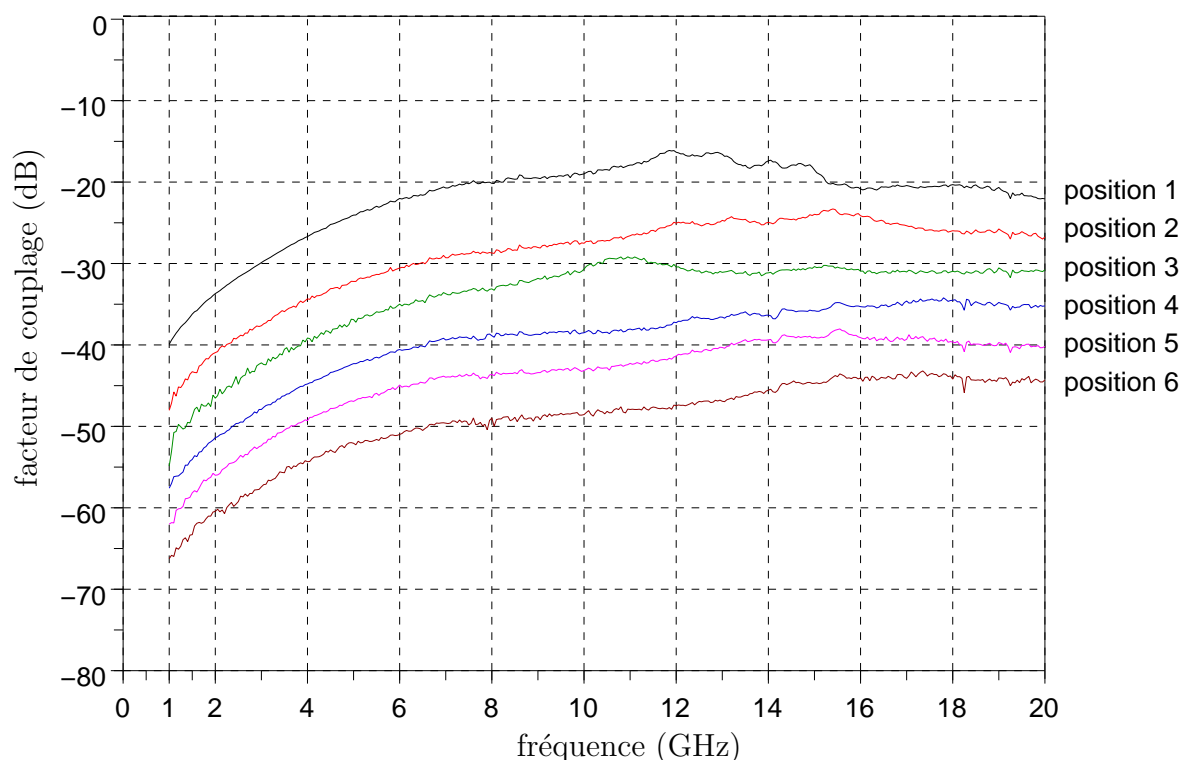


FIG. 2.27 – Différents facteurs de couplage mesurés à différentes positions de la sonde

semblable. Ainsi, en fonction d'une estimation des puissances RF en jeu pour une mesure donnée, il est possible avant le calibrage de changer de gamme de coupleur en gardant le même matériel.

Ce facteur de couplage a fait l'objet de simulations, avec la collaboration du département MINACOM d'XLIM, réalisées par le Docteur Olivier Tantot à partir d'un code électromagnétique [122] dédié qui prend en compte la structure du coupleur mais également toutes les caractéristiques de la ligne fendue RF qui sert de chemin RF principal pour ces mesures. La figure 2.28 donne la comparaison entre la mesure et la simulation du facteur de couplage de 1 GHz à 20 GHz pour plusieurs distances d fixées, les mêmes que pour la figure 2.27.

La principale conclusion que l'on peut tirer de cette figure est la suivante : avec notre sonde de puissance très imparfaite en état de surface au niveau de la boucle, avec celle-ci non exactement dans l'axe de la ligne, et avec des conditions aux limites de fermeture électrique imparfaites également, les comparaisons simulation / mesure montrent que la sonde ainsi fabriquée et positionnée possède un facteur de couplage prévisible en fonction de la distance d entre la ligne principale et la sonde. Les comparaisons sont d'ailleurs meilleures quand la distance est grande, probablement car les effets parasites de couplage

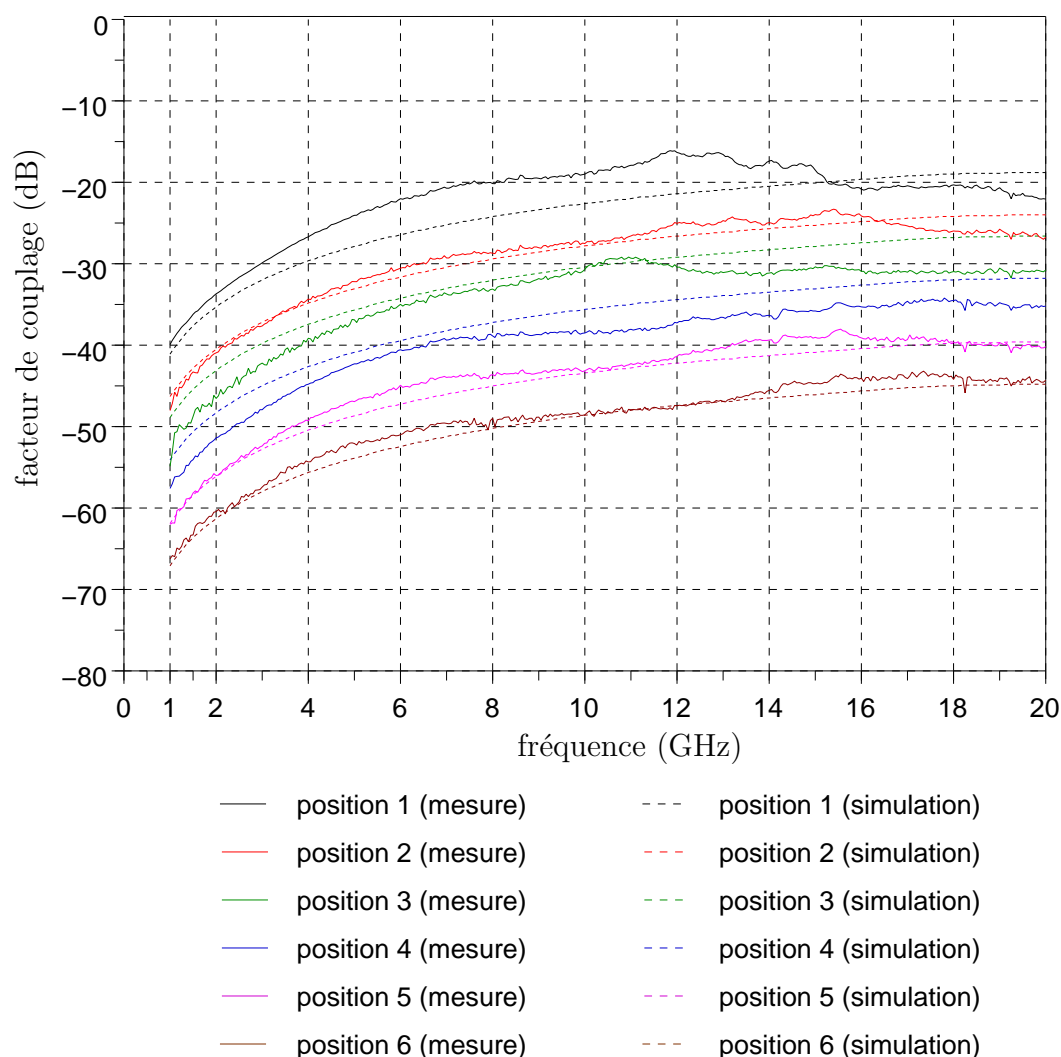


FIG. 2.28 – Différents facteurs de couplage mesurés pour les différentes positions de la sonde avec la simulation électromagnétique associée

des champs sur la structure ont moins d'effets sur le résultat d'ensemble.

Ainsi, le phénomène de couplage électromagnétique observé en mesure est bel et bien reproductible en simulation, le principe est donc validé. Cette comparaison prouve que le principe de couplage localisé fonctionne même utilisé avec la ligne RF très particulière fournie par Focus Microwaves entre le tuner et la pointe de mesure. De plus, la figure 2.29 montre, pour une fréquence prise en exemple à 6 GHz, le facteur de couplage en décibels mesuré, avec la courbe de régression linéaire, et le facteur simulé.

La variation en simulation du facteur de couplage à une fréquence est une droite et on peut s'apercevoir que la droite de régression obtenue d'après les mesures est proche de la simulation. C'est une autre manière de voir que le principe de la sonde de puissance

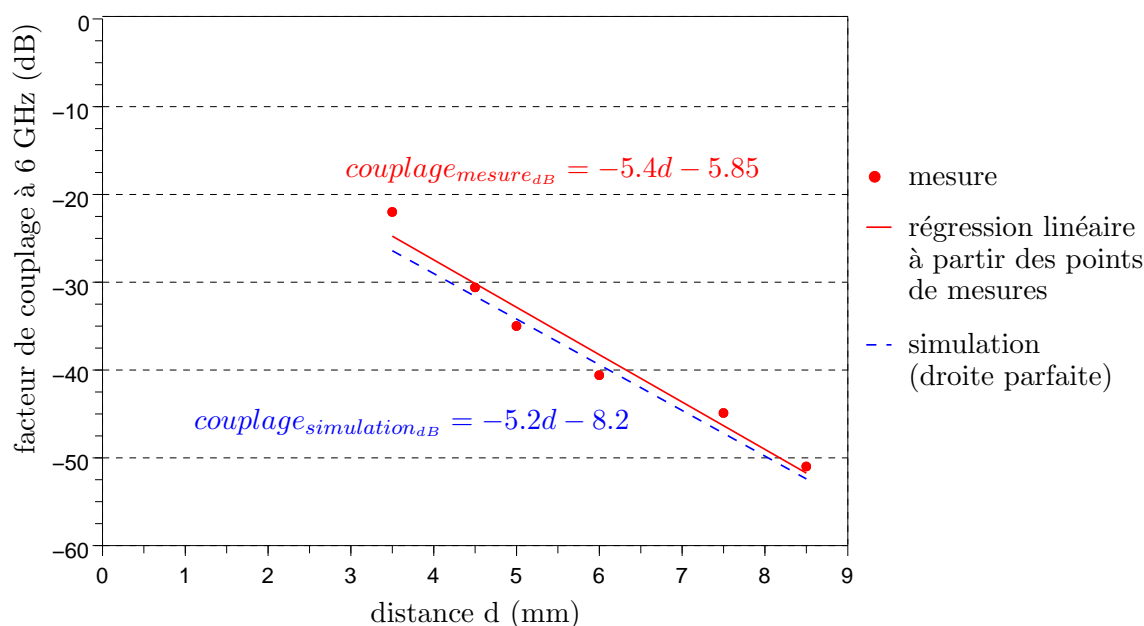


FIG. 2.29 – Facteurs de couplage mesurés et simulés à 6GHz pour les mêmes différentes positions de la sonde

repose sur des effets électriques et magnétiques clairs.

2.5.5.2 La directivité

Une deuxième figure de mérite importante pour juger de la qualité d'un coupleur est la directivité. La figure 2.30 donne un exemple de mesure de directivité dans la bande de fréquences 0.5 GHz - 20 GHz pour la même distance d pour laquelle le facteur de couplage était donné à la figure 2.26.

Le coupleur à boucle localisée, placé dans cet environnement, à savoir la ligne RF fendue, possède donc sa propre directivité, supérieure à 10 dB sur toute la bande de fréquences considérée et ce pour toutes les positions testées en facteur de couplage, comme le montre la figure 2.31. Cela correspond toutefois à globalement de moins bonnes performances que des coupleurs classiques.

Dans le contexte où se place notre coupleur, une directivité intrinsèque moins importante s'avère-t-elle pénalisante? Autrement dit, prend-on un trop grand risque sur la qualité des mesures réalisées par rapport à l'utilisation d'autres coupleurs plus conventionnels avec une directivité plus grande?

Pour répondre à ces questions, il est intéressant de revenir sur l'histoire des coupleurs. Les premiers étaient de type localisé. Mais dans les années 1950 et 1960 et avec

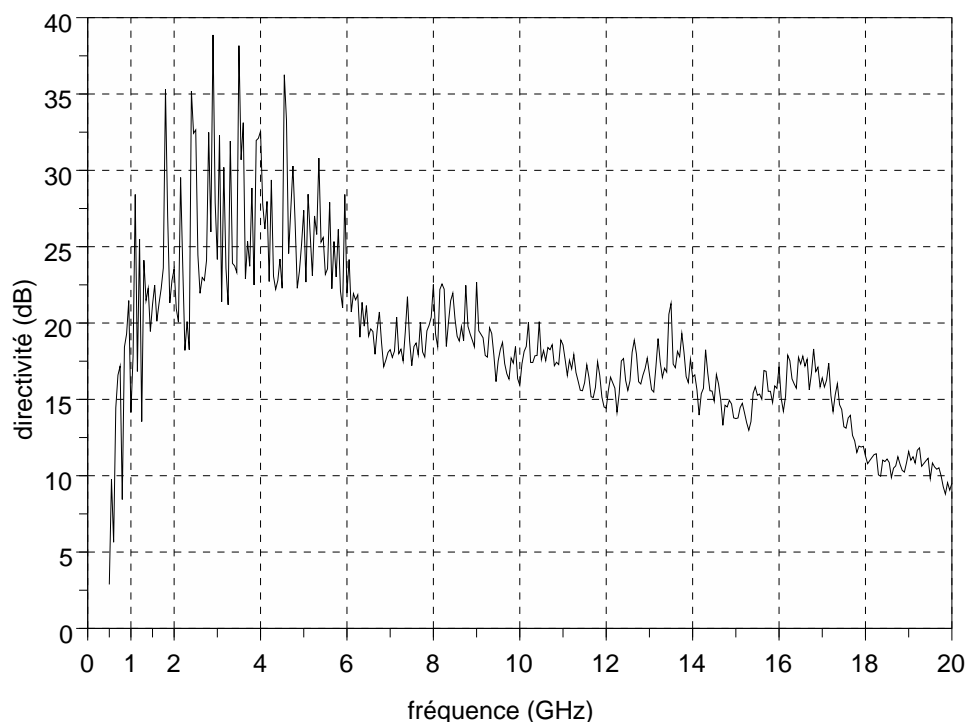


FIG. 2.30 – Directivité obtenue pour la même position que la figure 2.26

l'apparition de l'analyse vectorielle, les capacités de calcul numérique étaient très faibles pour un coût et un encombrement très importants. Découle de ce fait la quasi absence de tout calcul de calibrage. Les ingénieurs avaient donc besoin de coupleurs avec une très grande directivité pour bien séparer les informations car la directivité du système était celle des coupleurs utilisés. De coupleurs localisés, les chercheurs sont passés du côté des coupleurs distribués, plus encombrants et avec beaucoup plus de pertes dans le domaine radio fréquence, mais ayant des directivités meilleures. Comme les pertes n'étaient pas vraiment un problème pour l'analyse en paramètres [S], le compromis pertes / directivité a nettement penché en la faveur du second nommé, par nécessité.

Pourtant, aujourd'hui, les données ne sont plus les mêmes. La combinaison des capacités de l'électronique et de l'informatique offre des possibilités sans aucune commune mesure avec celles d'il y a cinquante ans. Des algorithmes de calibrage rapides et complexes sont désormais couramment utilisés. Le compromis précédemment mis en avant est donc remis en question, laissant le contexte de mesure décider de quel côté penchera la balance. Il est ainsi possible de privilégier un coupleur localisé, tout en sachant que sa directivité intrinsèque est plus faible, avec l'assurance que le calibrage appliqué l'augmentera nettement.

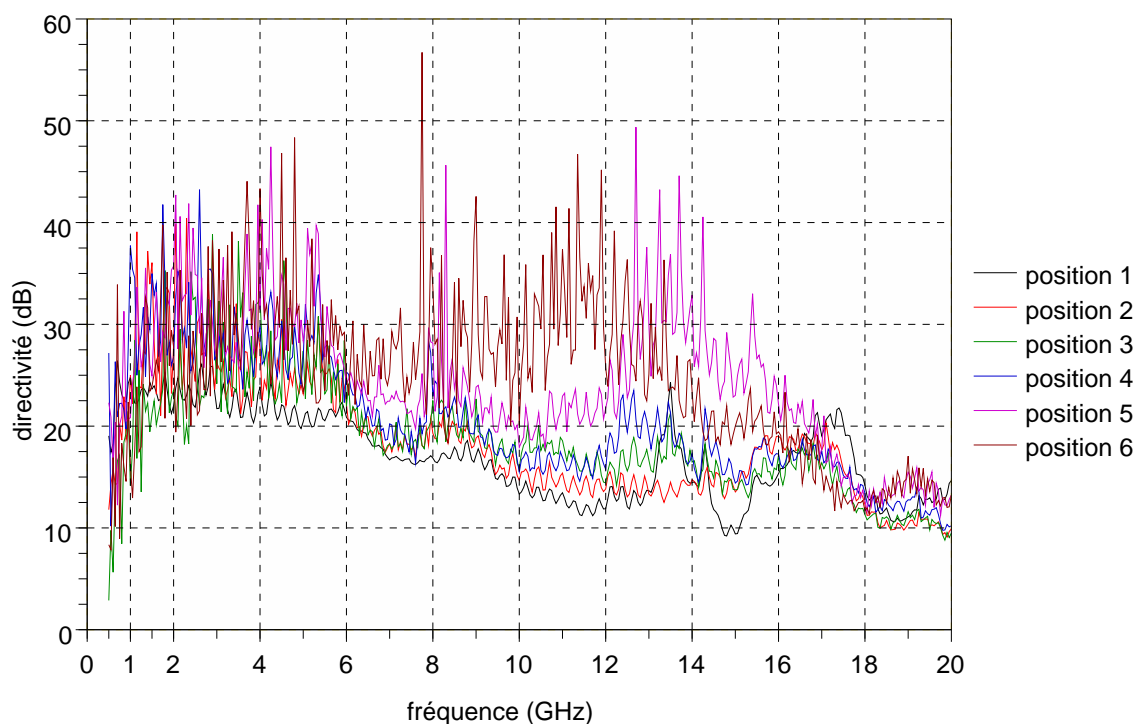


FIG. 2.31 – Différentes directivités mesurées pour les mêmes différentes positions de la sonde

Pour mesurer la directivité, la mesure du coefficient de réflexion d'une impédance Z_0 servant d'étalon de calibration est approprié. Dans ce cas, le port 2 est fermé par cette charge. La figure la figure 2.32 montre cette configuration, ainsi que les différentes puissances mises en jeu, symbolisées par des flèches. Les flèches de couleur bleue (ou foncées) correspondent aux puissances induites par l'onde incidente générée par la source RF, sur la ligne principale et sur les deux voies du coupleur. Les brunes (ou claires), quant à elles, correspondent à la réflexion sur la charge. L'idée ici est de savoir dans quelle mesure les puissances "brunes" interviennent dans la caractérisation de la directivité au niveau de la sonde de puissance.

Prenons un exemple de valeurs pour une fréquence considérée dans la bande de fonctionnement prévue pour la sonde de puissance :

- puissance incidente : $P_i = 0$ dBm
- réflexion sur la charge : $\rho_L = -30$ dB
- directivité de chaque voie l'une par rapport à l'autre : $D = 15$ dB
- facteur de couplage de chaque voie : $C_{1,2} = -40$ dB

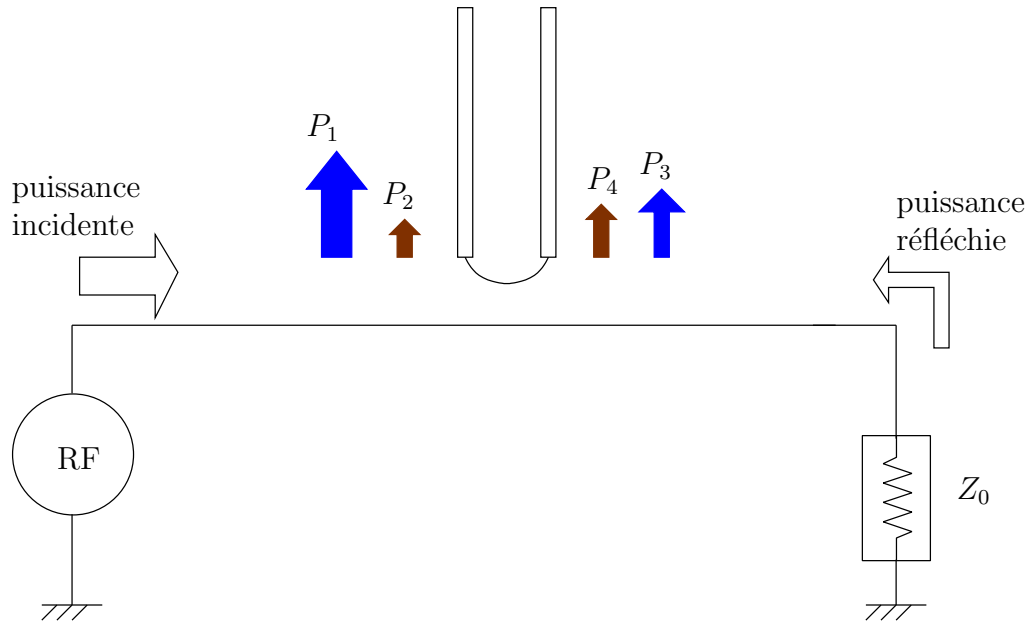


FIG. 2.32 – Mesure de la directivité avec une ligne fermée par une impédance réelle de 50Ω de référence

Les valeurs des différentes puissances recueillies sur chaque voie dépendent des contributions respectives de la puissance incidente et de la réflexion sur la charge. Dans notre cas — une charge 50Ω de référence — nous allons évaluer l'influence de la réflexion sur les mesures, et ainsi juger de la pertinence de cette mesure pour déterminer la directivité d'une sonde de puissance, connaissant au préalable son ordre de grandeur, soit ici 15 dB . Il est supposé ici que premièrement les réflexions au niveau des connecteurs des voies 1 et 2 de mesure de la sonde de puissance sont nulles et deuxièmement que la ligne principale est sans perte.

- puissance 1 ou flèche bleue de gauche :

$$P_1(\text{dBm}) = P_i + C_1 = 0 - 40 = -40 \text{ dBm} \quad (2.10)$$

- puissance 3 ou flèche bleue de droite :

$$P_3(\text{dBm}) = P_1 + (C_2 - D) = 0 - 40 - 15 = -55 \text{ dBm} \quad (2.11)$$

- puissance 4 ou flèche brune de droite :

$$P_4(\text{dBm}) = P_1 + \rho_L + C_2 = 0 - 30 - 40 = -70 \text{ dBm} \quad (2.12)$$

- puissance 2 ou flèche brune de gauche :

$$P_2(dBm) = P_1 + \rho_L + (C_1 - D) = 0 - 30 - 40 - 15 = -85 \text{ dBm} \quad (2.13)$$

Si l'on fait le bilan sur les deux voies, on obtient les résultats suivants :

- puissance sur la voie 1 :

$$P_{voie1}(dBm) = 10 \cdot \log \left(10^{\frac{P_1}{10}} + 10^{\frac{P_2}{10}} \right) = 10 \cdot \log \left(10^{\frac{-40}{10}} + 10^{\frac{-85}{10}} \right) = -39.9 \text{ dBm} \quad (2.14)$$

- puissance sur la voie 2 :

$$P_{voie2}(dBm) = 10 \cdot \log \left(10^{\frac{P_3}{10}} + 10^{\frac{P_4}{10}} \right) = 10 \cdot \log \left(10^{\frac{-55}{10}} + 10^{\frac{-70}{10}} \right) = -54.8 \text{ dBm} \quad (2.15)$$

La conclusion de ces résultats est que :

- $P_1 \approx P_{voie1}$
- $P_3 \approx P_{voie2}$

Ceci montre que le principe de cette mesure permet d'atteindre par la différence $P_{voie1} - P_{voie2}$ la directivité du coupleur, si l'on sait au préalable que la charge Z_0 de référence est de bonne qualité, et que le coupleur a une directivité raisonnable d'au moins 10 dB.

C'est avec ce montage que les mesures précédentes de la figure 2.31 ont été réalisées, avec un analyseur de réseau vectoriel pour l'acquisition des ratios de puissance.

C'est avec également ce même montage que l'on peut vérifier si la directivité plus faible de ce type de coupleur n'est pas pénalisante. L'utilisation d'un algorithme de calibrage classique de type "SOLT" peut permettre de rattraper ce déficit. Ce calibrage se fait dans les plans de connecteurs et non "sous pointes" pour éliminer de la mesure de directivité intrinsèque de la sonde les phénomènes de "cross talk" (perturbation par rayonnement d'une pointe de mesure vers son alter ego, souvent placée très près pour des mesures sur plaque).

La figure 2.33 présente la même mesure de directivité mais corrigée par la matrice d'étalonnage pour une sonde. On constate que la directivité après calibrage est supérieure à 30 dB pour la majorité des points de fréquences mesurés.

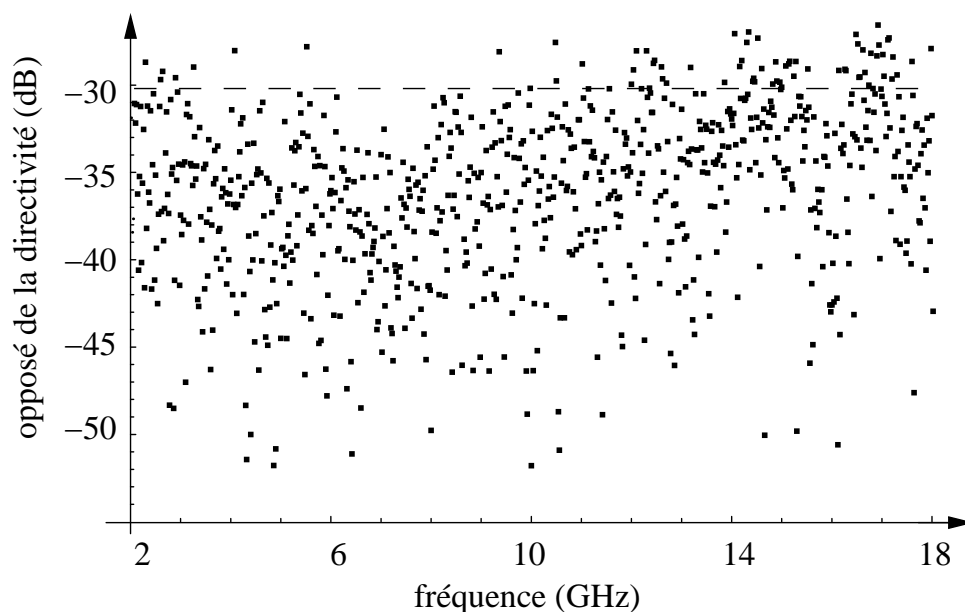


FIG. 2.33 – Mesure de directivité après calibrage : coefficient de réflexion à l'accès 1 d'une impédance réelle de 50Ω de référence

La conclusion de ces mesures est que cette directivité post-calibrage est suffisante à une mesure de précision sur chacune des voies du coupleur. Naturellement, le même type d'analyse peut être effectué en retournant la sonde, pour voir si sa symétrie est bien vérifiée, ce qui valide la mesure d'une onde incidente aussi bien qu'une onde réfléchie sur une charge. Cette étude a été réalisée avec succès pour la sonde de puissance.

2.5.5.3 Les pertes induites par le coupleur

Un des points-clé pour le LPT est, comme il a été expliqué plus haut, les pertes entre le tuner de sortie et le DST. La prise de mesure doit en entraîner le minimum. Si l'on choisissait d'insérer un coupleur distribué classique, les pertes d'insertion sont données pour un maximum de 1 à 1.5 dB et le TOS (taux d'onde stationnaire) à chaque port au maximum à 1.2 à 1.35.

Pour comparer ces données à la solution présentée ici, des mesures de la ligne RF principale fendue et coudée utilisée ont été effectuées en présence de la sonde de puissance pour une distance d intermédiaire. Les figures 2.34 2.35 2.36 2.37 montrent les mesures de paramètres [S].

Ces résultats montrent des pertes d'insertion meilleures que 0.5 dB sur toute la bande 1-20 GHz, et des pertes d'adaptation inférieures à -20 dB là aussi sur toute cette bande, ce qui est équivalent à un TOS inférieur à 1.02. Ces valeurs permettent de conclure que

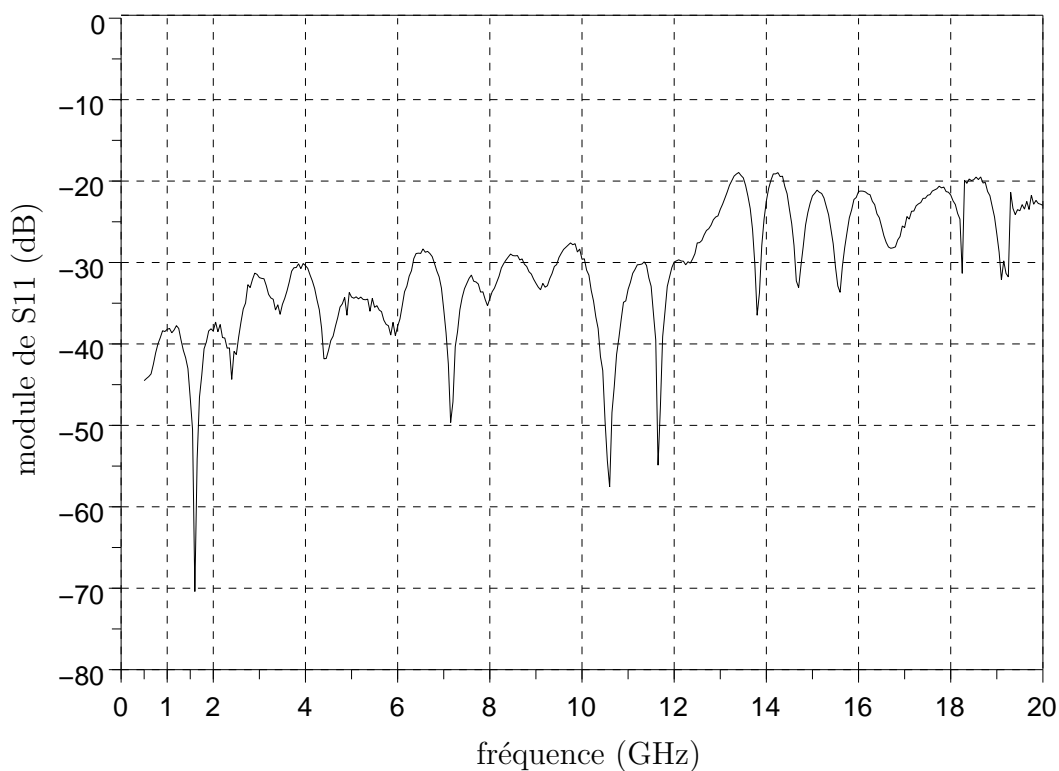


FIG. 2.34 – Pertes d'adaptation de la ligne fendue au port 1

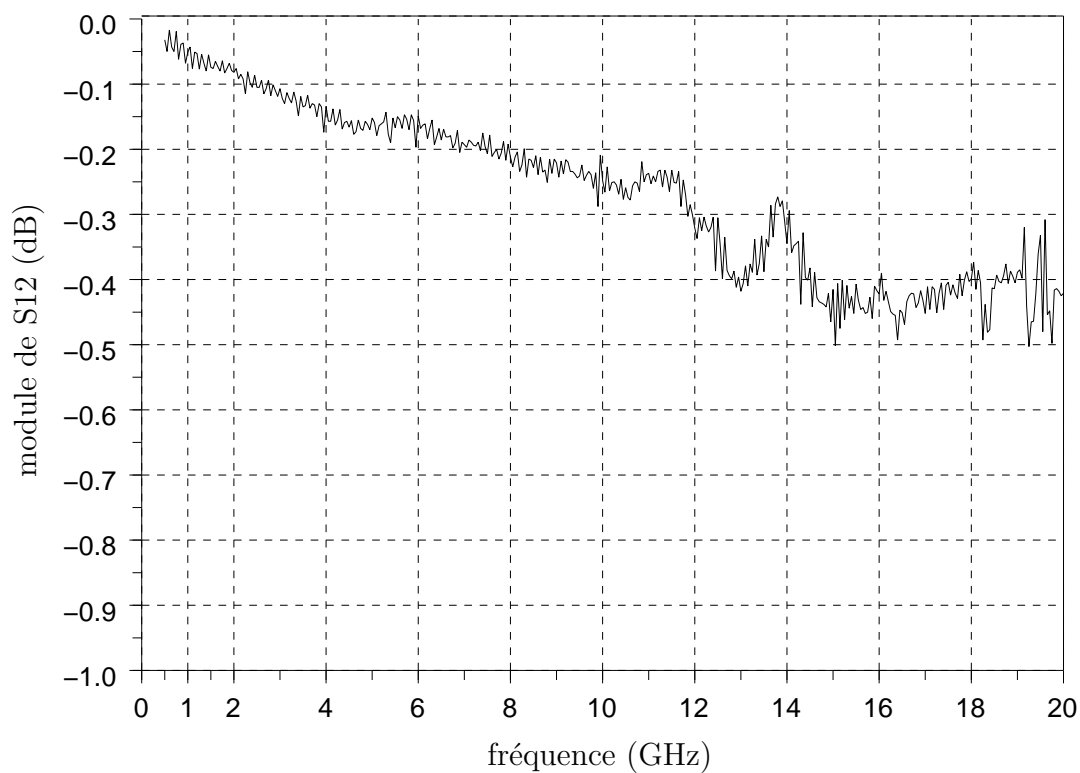


FIG. 2.35 – Pertes d'insertion de la ligne fendue (port 1 vers port 2)

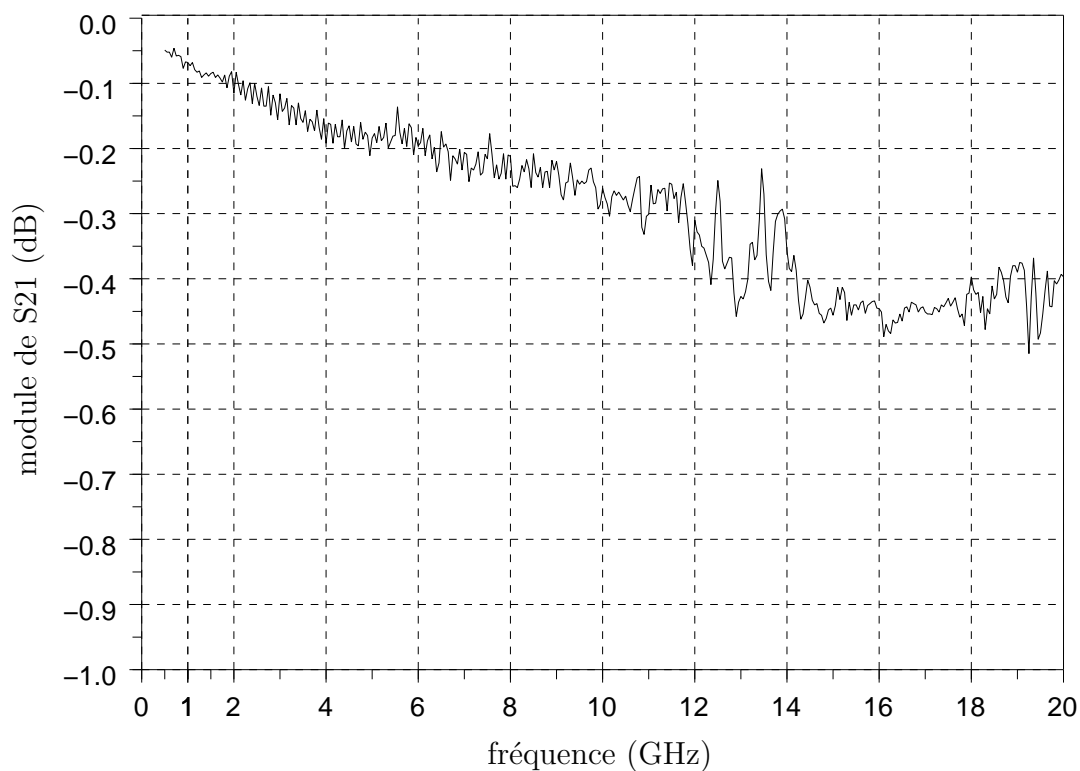


FIG. 2.36 – Pertes d’insertion de la ligne fendue (port 2 vers port 1)

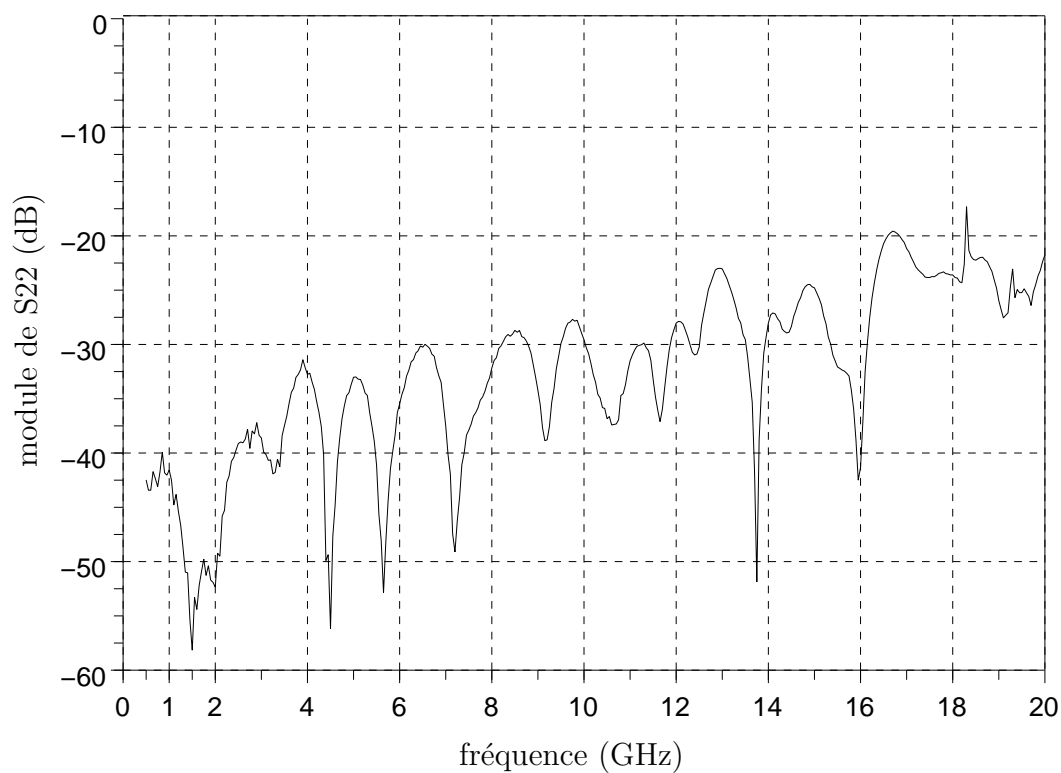


FIG. 2.37 – Pertes d’adaptation de la ligne fendue au port 2

l'insertion de ce type de ligne fendue avec la sonde de puissance entre le tuner et le DST n'engendre qu'un minimum de pertes, d'autant plus que le coude prévu permet de connecter directement la pointe de mesure.

2.5.6 Conclusion

Le principe de couplage localisé s'adapte ainsi très bien aux contraintes d'un banc LPT. La forme du facteur de couplage et sa facilité de réglage sont particulièrement adaptées à la mesure de transistors très divers, et en particulier de forte puissance aux fréquences micro-ondes. Sa mise en oeuvre s'avère simple, et elle permet de garder tous les possibilités d'un banc load-pull classique tout en rajoutant la mesure des formes d'ondes temporelles.

La partie suivante va d'ailleurs exposer le banc complet et des mesures préliminaires d'un transistor pour conclure si l'utilisation du coupleur localisé peut se révéler transparente, autrement dit se comporter comme un coupleur classique.

2.6 Description de l'ensemble du banc de mesures

2.6.1 Intégration du couplage localisé au banc de mesures

Les caractéristiques présentées ici de la sonde de puissance s'intègrent parfaitement au LPT. En effet, plus qu'un changement de méthode de couplage, c'est l'intégration en elle-même de cette méthode dans ce type de banc qui est très facile mécaniquement. A partir des éléments constitutifs d'un banc LPT, celui qui a été construit dans le cadre de ces travaux intègre deux sondes de puissance de part et d'autre du DST placées entre les tuners respectifs et ce dernier. Le schéma de cette organisation est présenté sur la figure 2.38.

Avec cette configuration, les sondes ne sont qu'à quelques centimètres des pointes de mesure. De plus, les tuners ne sont pas plus loin de ces pointes que dans un montage classique de load-pull. Dans l'état actuel de cet ensemble, la fréquence haute limite est celle des câbles, connecteurs et lignes des tuners soit jusqu'à 20 GHz, et la puissance maximale est de plusieurs dizaines de watts en impulsions.

Les éléments principaux qui constituent ce banc sont :

- un tuner d'entrée
- un tuner de sortie

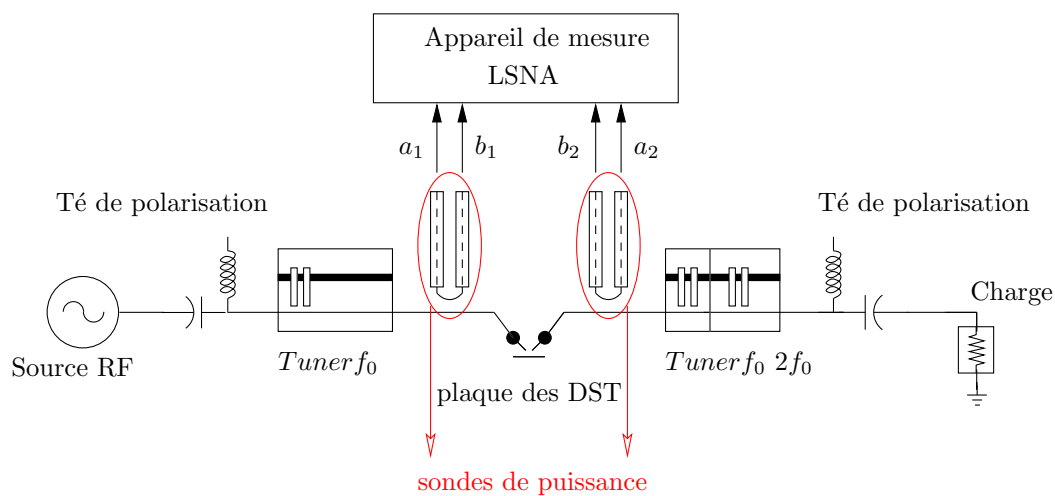


FIG. 2.38 – Banc avec les deux tuners et les deux sondes de puissance

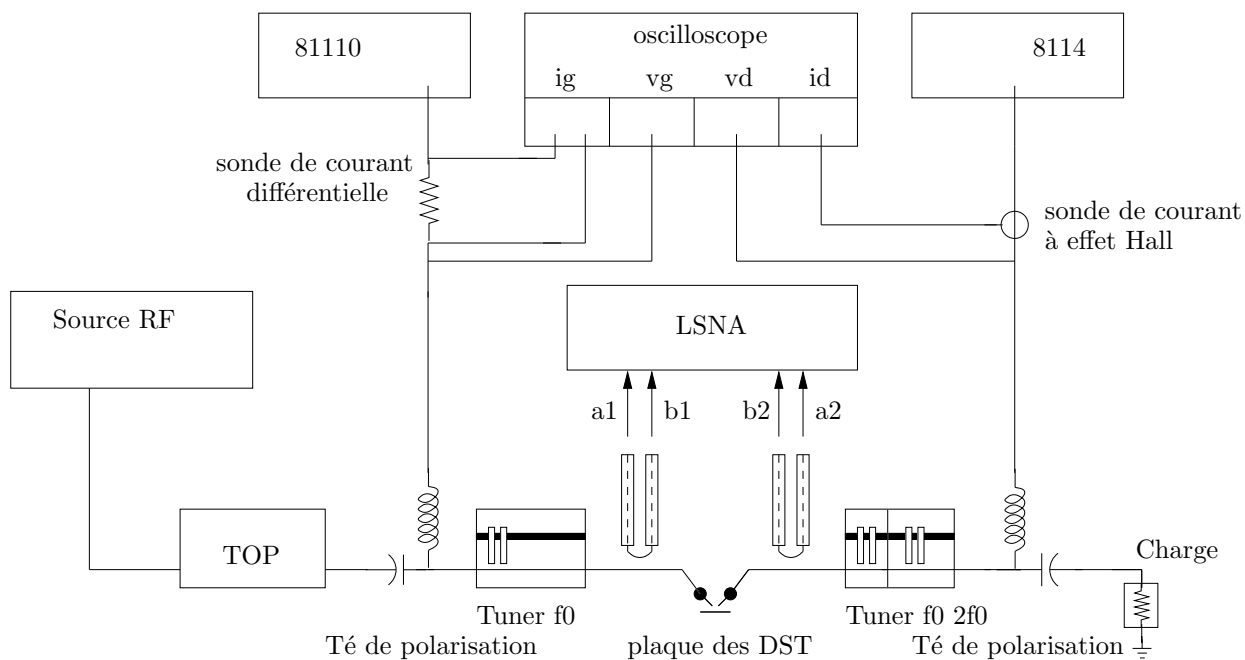


FIG. 2.39 – Banc complet pour la polarisation et la mesure de transistors

- un tube à ondes progressives pour alimenter en puissance RF des transistors de puissance ou très désadaptés
- une source RF avec option de puissance, pour fournir jusqu'à 25 dBm.
- des alimentations continues jusqu'à 50 V au drain

La figure 2.39 donne le schéma du banc de mesure de transistors tel qu'il est utilisé pour les mesures de ce chapitre.

2.6.2 Mesures en excitation RF et polarisation continues

Pour établir si ce banc muni de sondes de puissance peut mesurer des transistors de forte puissance, une première étape consiste à observer si les mesures classiques de load-pull telles la puissance de sortie et la PAE peuvent être conservées. Deuxièmement, les formes d'ondes temporelles associées doivent pouvoir être capturées, à savoir la contribution des fréquences harmoniques avec leur recombinaison en phase.

Le transistor choisi pour ce test est le suivant :

- HEMT AlGa_N/Ga_N Tiger
- $f_0=2$ GHz CW et 7 fréquences harmoniques supplémentaires mesurées
- polarisation continue : $V_{DS} = 25$ V, $V_{GS} = -5.3$ V, $I_{DS} = 7$ mA
- impédance de charge : $(24+j.6) \Omega$

Sur les figures 2.40 et 2.41 qui montrent respectivement la puissance de sortie à f_0 et la PAE en fonction de la puissance d'entrée à f_0 , on peut constater que l'étalonnage effectué permet de reconstituer ces informations classiques avec les sondes de puissance à la place de coupleurs traditionnels. La puissance maximale de sortie atteint 5.6 Watts et la PAE 47 %.

Deuxièmement, il est intéressant de voir les formes d'ondes temporelles associées. Les courbes 2.42, 2.43, 2.44 et 2.45 donnent la tension de drain, le courant de drain, la tension de grille et le courant de grille en fonction du temps sur deux périodes du signal à f_0 . Là encore le calibrage avec ces coupleurs permettent de mesurer les fréquences harmoniques sur la bande de fréquences du banc de mesures, car les formes d'ondes montrent bien la contribution de ces composantes, ceci étant lié à la région de saturation de gain en puissance du transistor où la puissance aux fréquences harmoniques devient importante.

Dans un troisième temps, les cycles d'entrée et de charge sont montrés aux figures

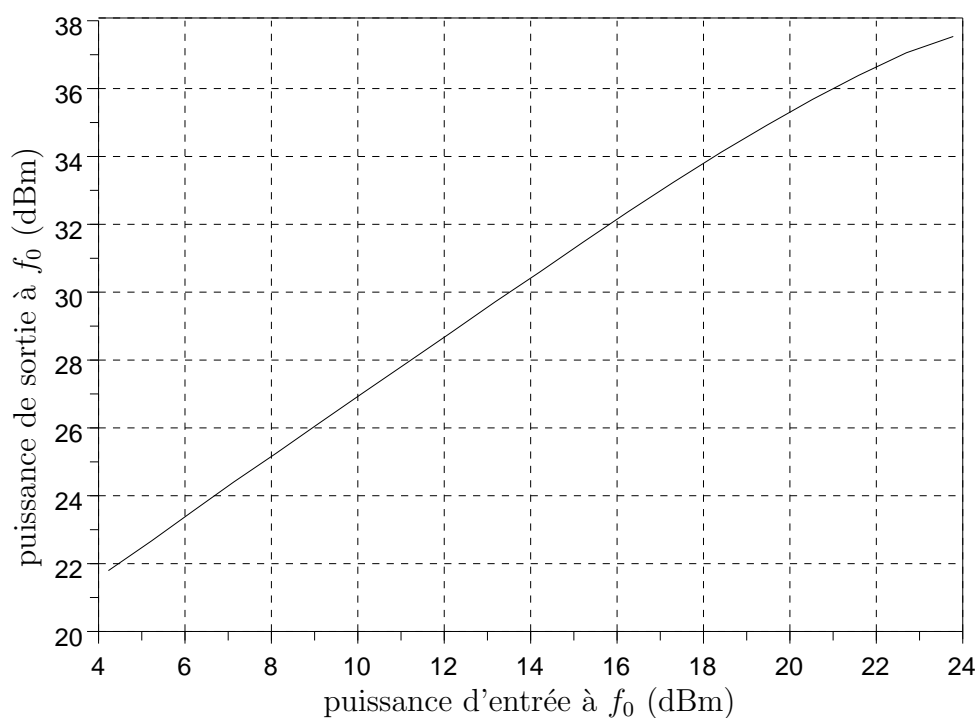


FIG. 2.40 – Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à f_0

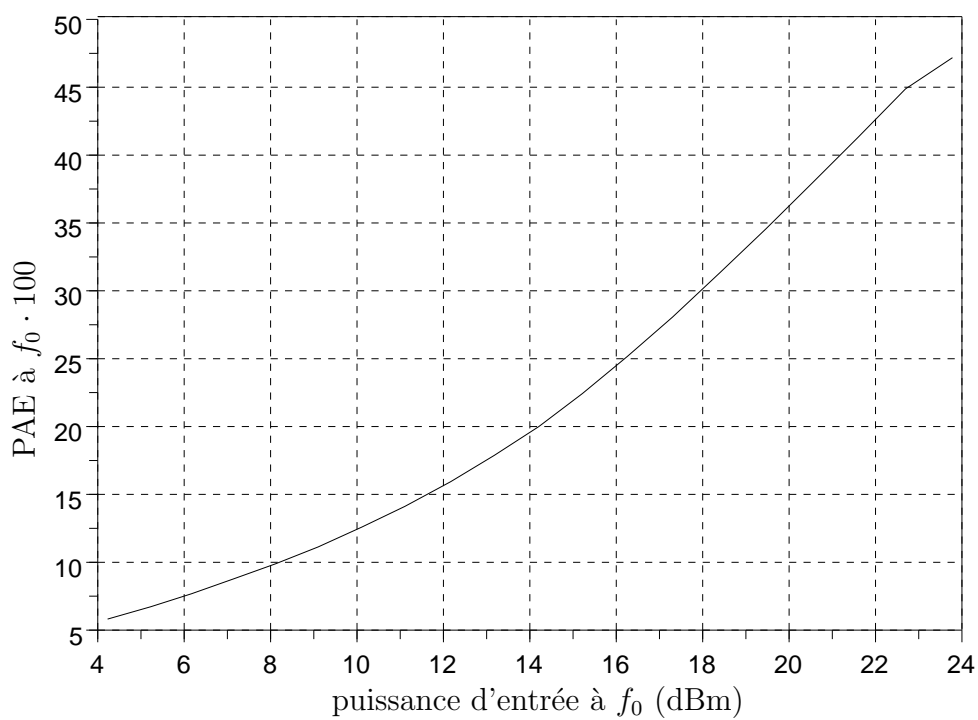


FIG. 2.41 – PAE en fonction de la puissance d'entrée à f_0

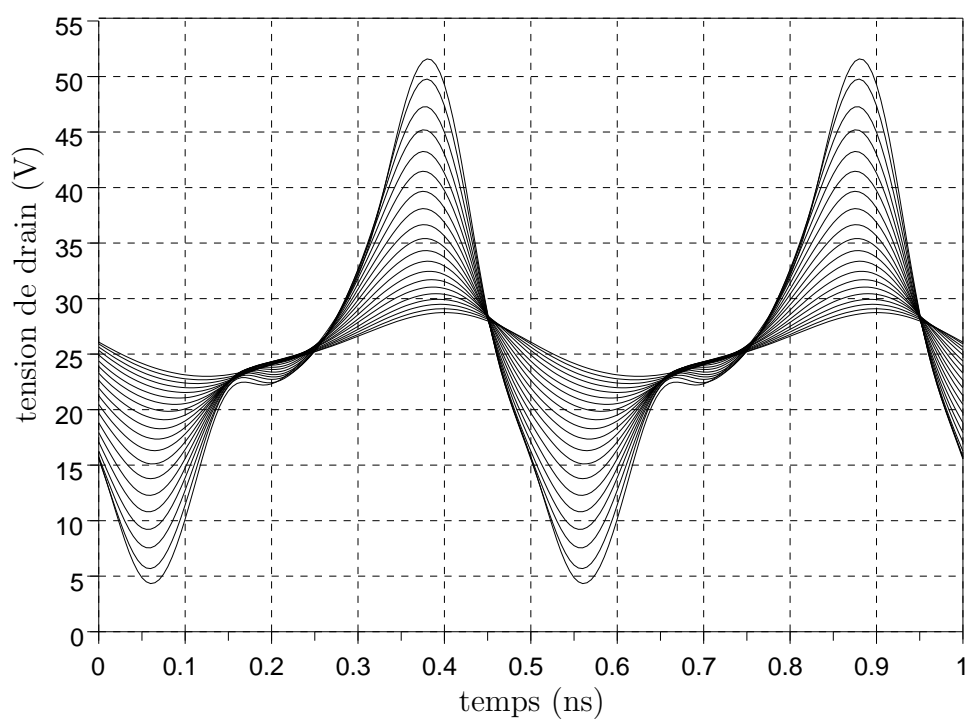


FIG. 2.42 – Tension de drain en fonction du temps

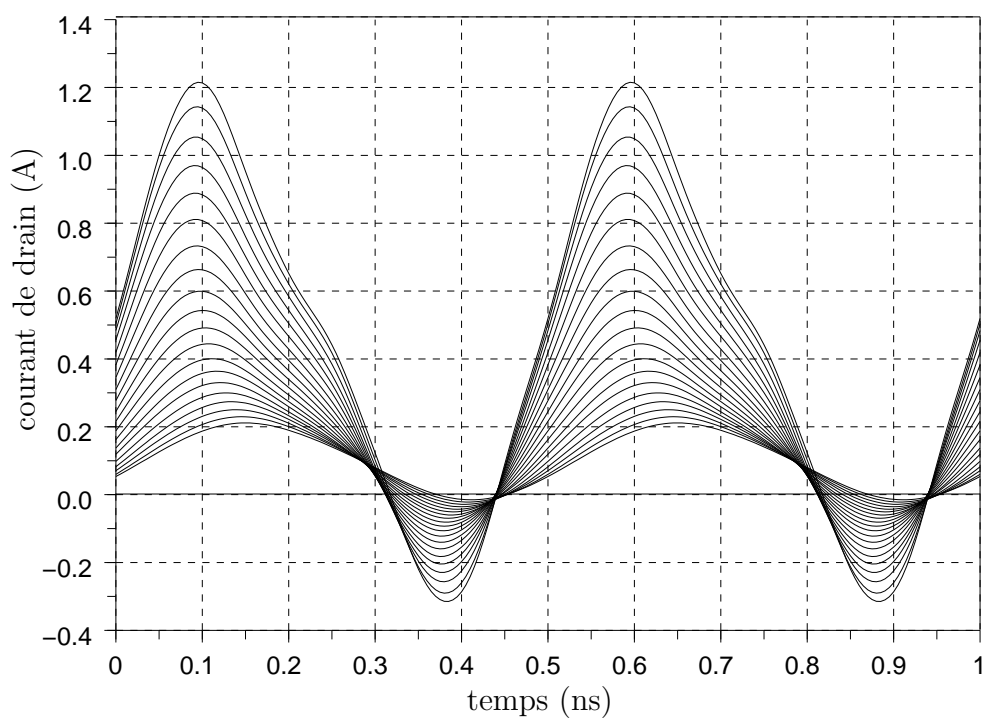


FIG. 2.43 – Courant de drain en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

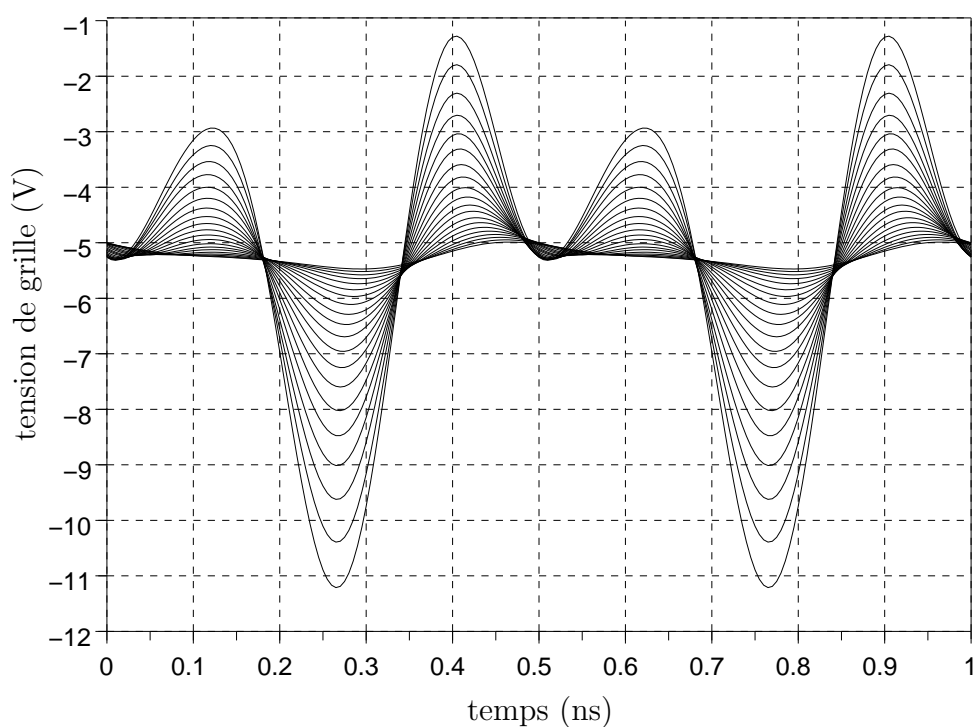


FIG. 2.44 – Tension de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

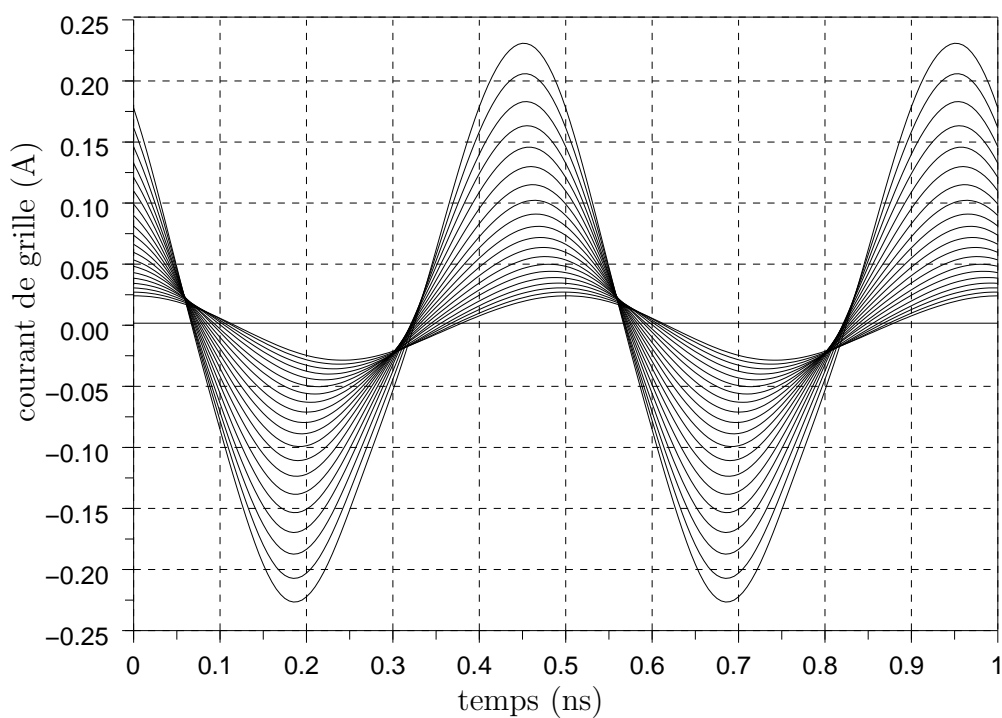


FIG. 2.45 – Courant de grille en fonction du temps pour différentes puissances d'entrées

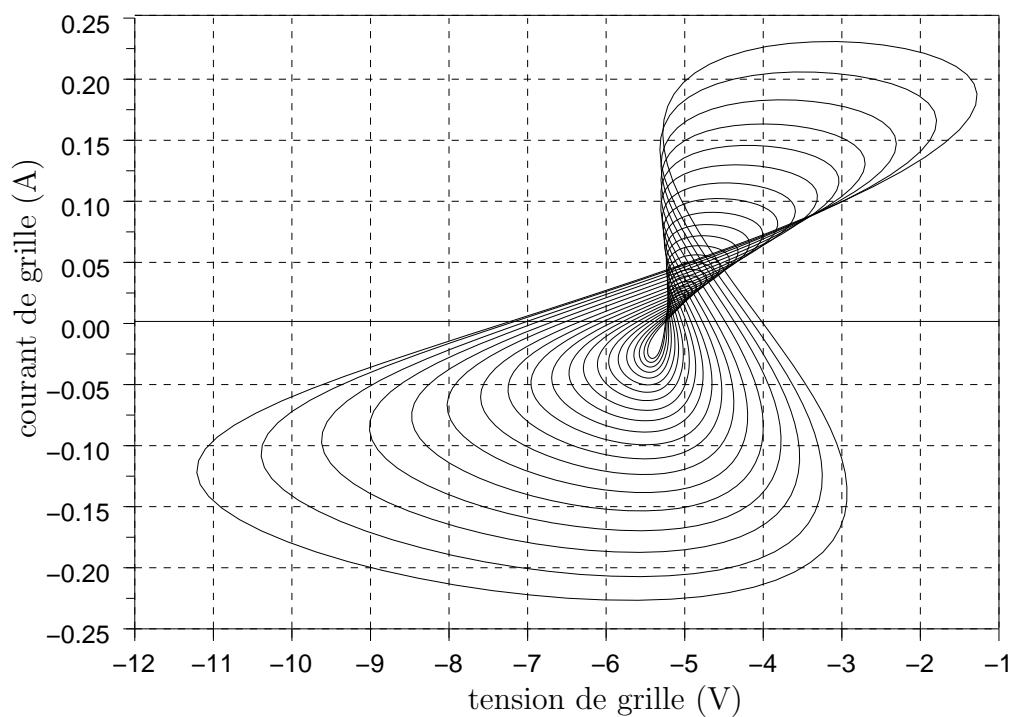


FIG. 2.46 – Cycle d'entrée pour différentes puissances d'entrées

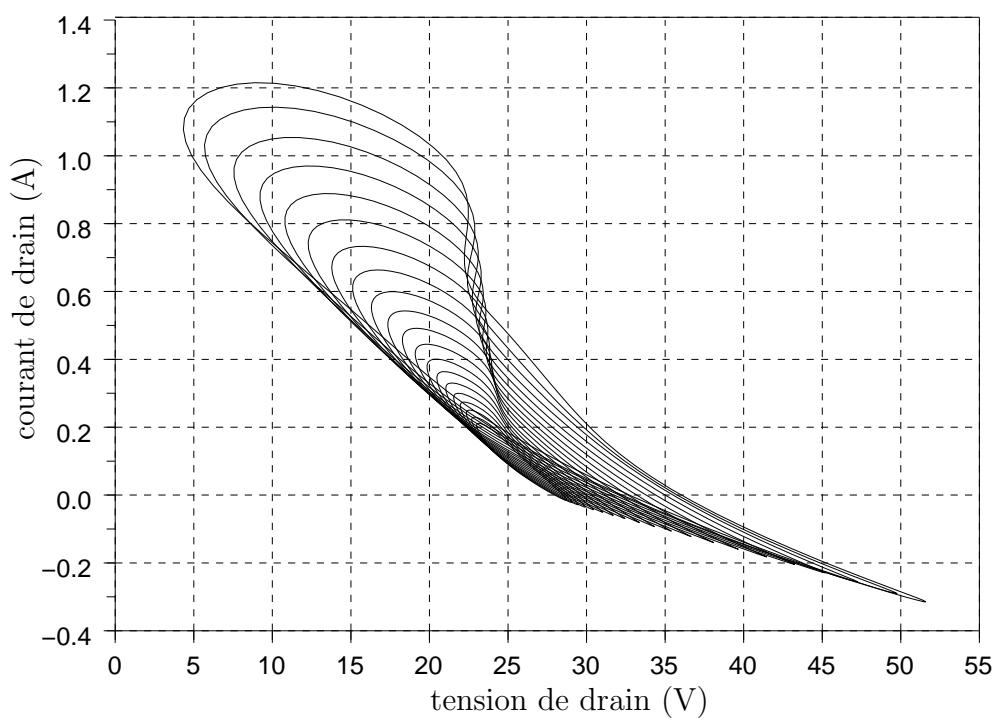


FIG. 2.47 – Cycle de charge pour différentes puissances d'entrées

2.46 et 2.47 permettent de constater la qualité de recombinaison en phase. En effet, le verrouillage des phases à la fois d'une fréquence à l'autre et à la fois d'une onde à l'autre permet de mesurer des parcours très fins comme sur le cycle de charge à V_{ds} proche de 50 V. Il est à noter que cette impédance de charge présentée n'est optimale pour aucun critère particulier, mais a été choisie pour montrer les capacités du système à mesurer précisément les phases.

En dernier point, la figure 2.48 montre l'évolution du courant de drain en continu pour le même domaine de puissances d'entrées, mesure intégrée au même banc.

Ces premiers résultats montrent que ce banc de mesures est bâti de manière cohérente pour mesurer de fortes puissances dans le domaine des fréquences micro-ondes.

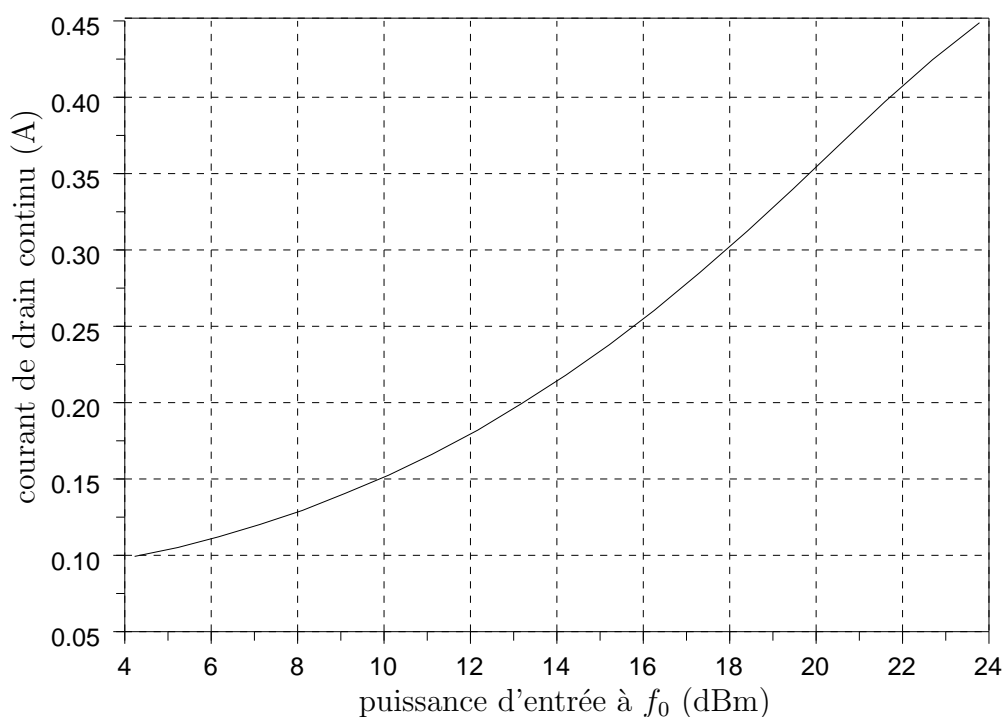


FIG. 2.48 – Courant de drain continu pour différentes puissances d'entrées

2.7 Extensions

Ce banc de mesures construit autour du LSNA est limité à 20 GHz. Il serait utile de repousser cette limite à 40 GHz. Une des principales raisons est que de nombreux circuits, donc transistors, sont dédiés à la bande X. Or par exemple à 10 GHz, la bande actuelle ne permet de voir que $2 \cdot f_0$ alors que la nouvelle pourrait permettre

la mesure à $3 \cdot f_0$ et $4 \cdot f_0$. Les formes d'ondes temporelles seraient alors mieux reconstituées.

Il a déjà été souligné plus haut que la fréquence limite de 20 GHz venait des câbles et des connecteurs. Il reste néanmoins la question bien naturelle de la validité du principe de couplage localisé après 20 GHz et jusqu'à 40 GHz. Cette étude a été menée dans un autre contexte à partir de l'utilisation du même type de sonde de puissance par l'équipe de Yhland. La figure 2.49 [123] donne pour deux positions de la sonde au-dessus de la ligne principale le facteur de couplage obtenu jusqu'à 40 GHz. Elle montre que ce que l'on pouvait prévoir après 20 GHz à partir des mesures montrées dans ce manuscrit est bien la réalité, avec un facteur de couplage qui reste stable après 20 GHz.

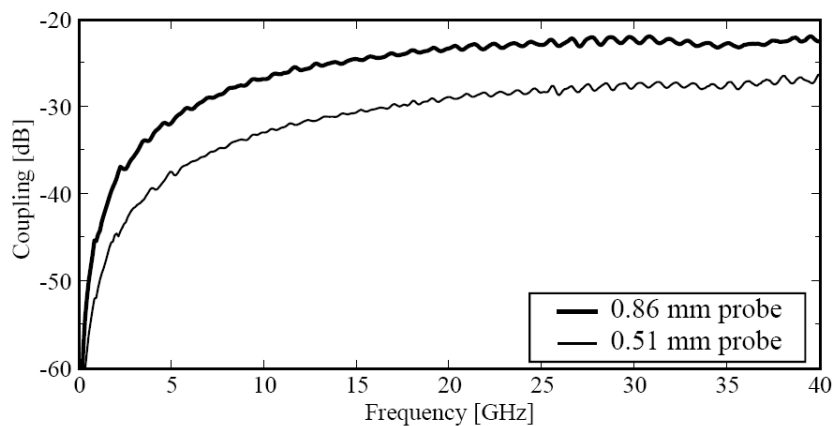


FIG. 2.49 – Facteur de couplage d'une sonde de puissance jusqu'à 40 GHz

De plus, le montage montré dans cette communication se place dans le cas le plus idéal possible avec une ligne très simple au-dessus de laquelle vient se positionner la sonde. Or la forme de couplage, bien que les valeurs de ce facteur ne correspondent pas aux mêmes distances d que dans le cas présenté ici, est identique aux mesures obtenus sur le banc LPT. Cela montre que ce principe de mesure de puissance peut être appliqué dans des environnements de mesure très divers.

Cependant, l'utilisation jusqu'à 40 GHz de la sonde pour un LPT nécessite de disposer d'une ligne fendue pouvant l'intégrer tout en permettant la transmission des signaux RF à ces fréquences. Ce type de ligne existe, puisque la société Focus Microwaves commercialise des tuners couvrant cette bande de fréquences. Les caractéristiques de cette ligne en adaptation et en insertion jusqu'à 20 GHz sont données sur les figures 2.50 et 2.51. La conclusion est que les deux types de pertes sont inférieures que dans le cas de la ligne actuelle, tout en notant toutefois que le modèle de ligne 40 GHz mesuré ici n'a pas de coude à une de ses extrémités. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0.3 dB, et

l'adaptation à au minimum -25 dB (TOS maximal à 1.006). Cela signifie que cette ligne est donc meilleure jusqu'à 20 GHz, et constituerait déjà en elle-même une amélioration dans cette bande.

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. Un des apports essentiels consiste dans l'utilisation de sondes à boucles localisées. Des résultats de mesures en ondes continues démontrent la validité des principes et l'intérêt des résultats.

Une autre extension importante à ces mesures est la possibilité de mesurer ces mêmes formes d'ondes temporelles en mode d'impulsions, c'est-à-dire avec une limitation de l'auto-échauffement du transistor. Le chapitre suivant va exposer cette amélioration.

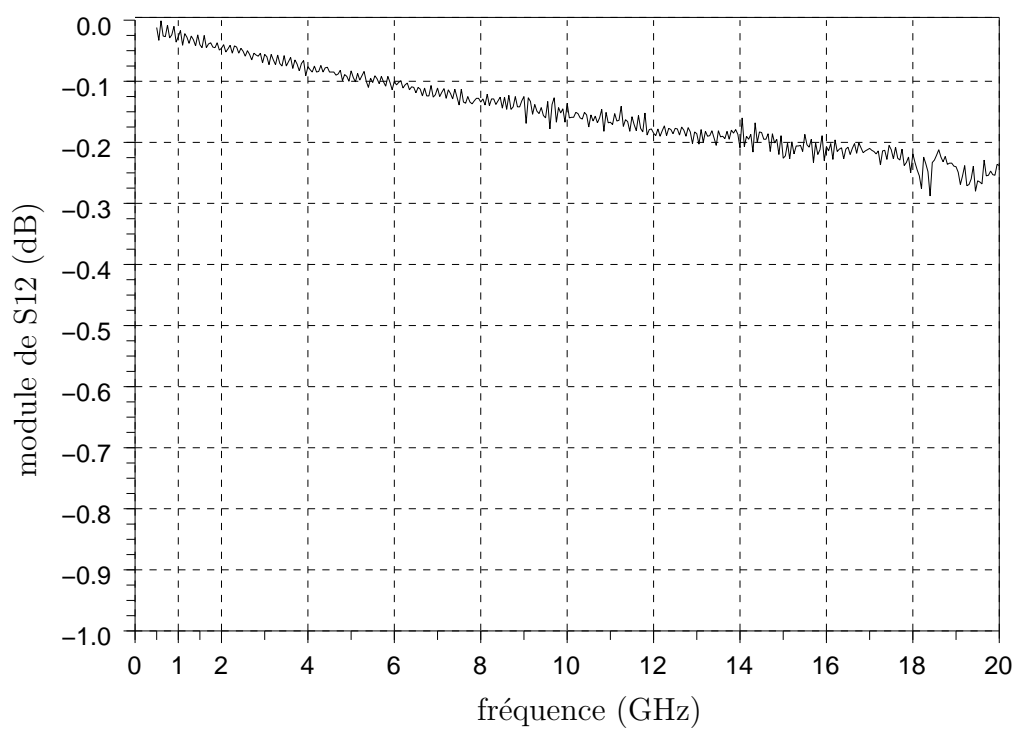


FIG. 2.50 – Pertes d'insertion d'une ligne fendue 40 GHz jusqu'à 20 GHz

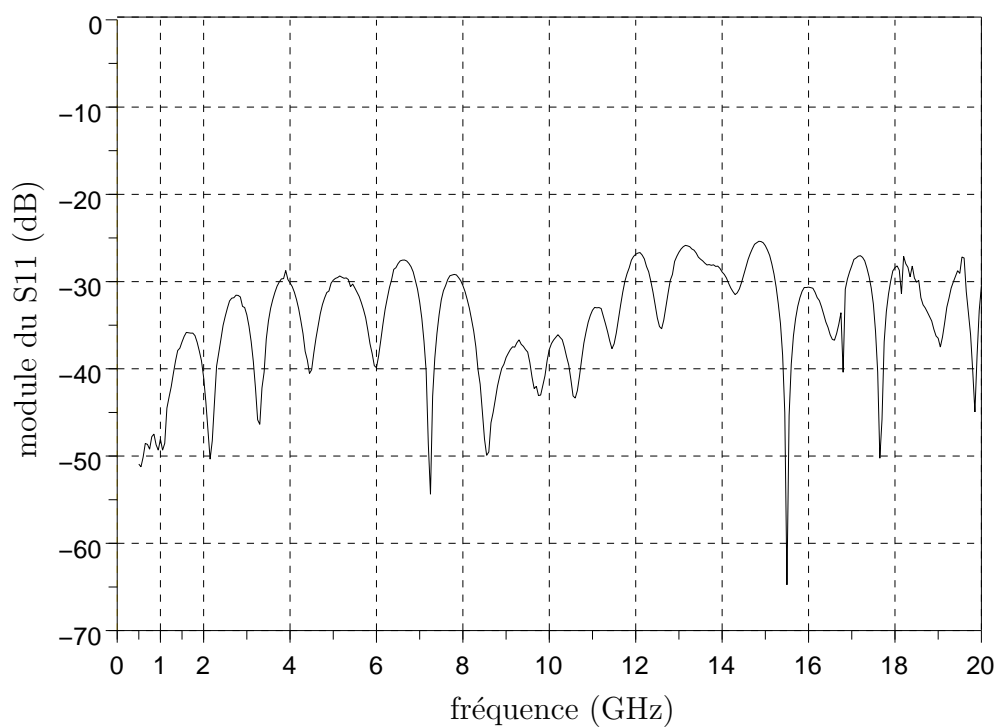


FIG. 2.51 – Pertes d'adaptation d'une ligne fendue 40 GHz jusqu'à 20 GHz

Chapitre 3 :

Les mesures temporelles en impulsions

3.1 Différentes approches de la mesure en impulsions

3.1.1 Quelques définitions préliminaires

Avant de présenter la mise en oeuvre des mesures en impulsions, les paragraphes suivants établissent les définitions qui seront choisies pour les chapitres trois et quatre.

3.1.1.1 Le rapport cyclique

La figure 3.1 présente les informations et conventions utilisées pour définir le rapport cyclique d'une mesure en impulsions.

- On parlera d'état d'impulsion pour désigner le temps pendant lequel le composant sera placé dans l'état de fonctionnement à tester. Pour les mesures RF, pendant ce temps la puissance RF à la fréquence fondamentale est envoyée vers le transistor.
- On parlera le temps de polarisation hors impulsion celui où le composant est placé aux niveaux (tensions et courants) de polarisation. D'ailleurs la puissance RF n'est pas activée.
- La durée ou le temps de récurrence désignera le temps qui sépare deux fronts consécutifs de même signe (montant ou positif, descendant ou négatif).

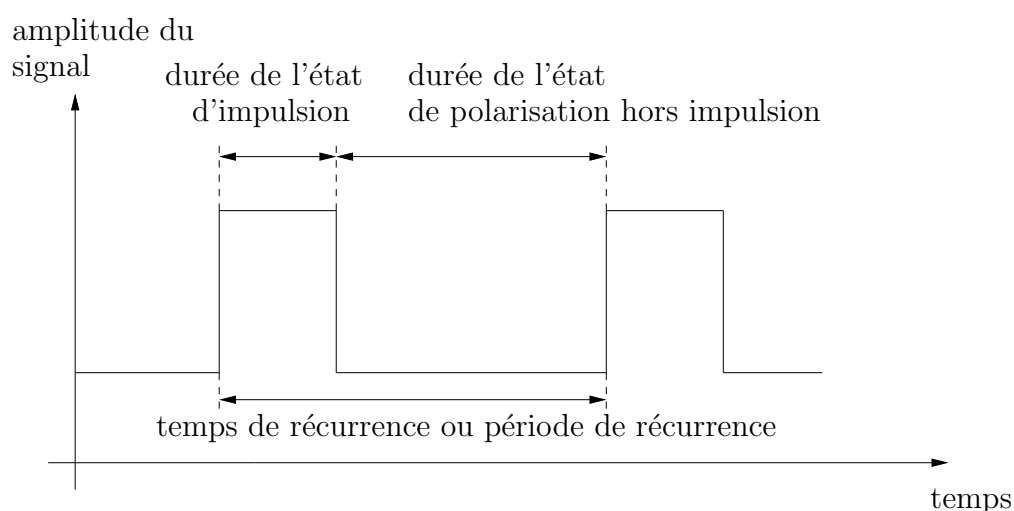


FIG. 3.1 – Définitions des noms donnés aux différentes étapes d'une excitation en impulsions

De ces définitions découle celle du rapport cyclique α (3.1) :

$$\alpha = \frac{\text{durée de l'état d'impulsion}}{\text{période de récurrence}} \quad (3.1)$$

Ce rapport est aussi couramment présenté en pourcentage à partir de la définition donnée ici.

3.1.1.2 Le plancher de bruit et la dynamique de mesure

Le plancher de bruit d'un instrument est défini par la puissance minimale détectée, quand aucune puissance n'est présente à son entrée.

La dynamique de mesure précise la différence en décibels entre la plancher de bruit et le plus grand signal pouvant être testé.

3.2 Discussion des méthodes classiques de mesure en impulsions pour les formes d'ondes temporelles

3.2.1 Les méthodes concernant les mesures RF en impulsions

Deux différentes méthodes utilisées de reconstruction des signaux dans ce mode vont être présentées. 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.

Ces deux manières d'appréhender la mesure en impulsions sont de type fréquentiel. Le traitement de l'information se fait en raisonnant sur des amplitudes de raies spectrales. Les conventions retenues pour cette partie reprennent celles de la figure 3.1, avec l'ajout de la fréquence à mesurer, comme aux les figures 3.2 et 3.3.

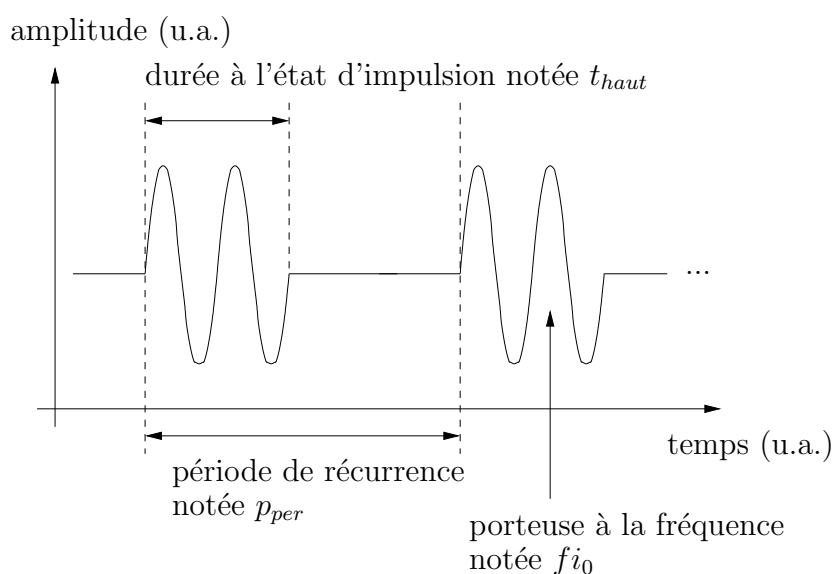


FIG. 3.2 – Définitions d'une porteuse en impulsions dans le domaine temporel

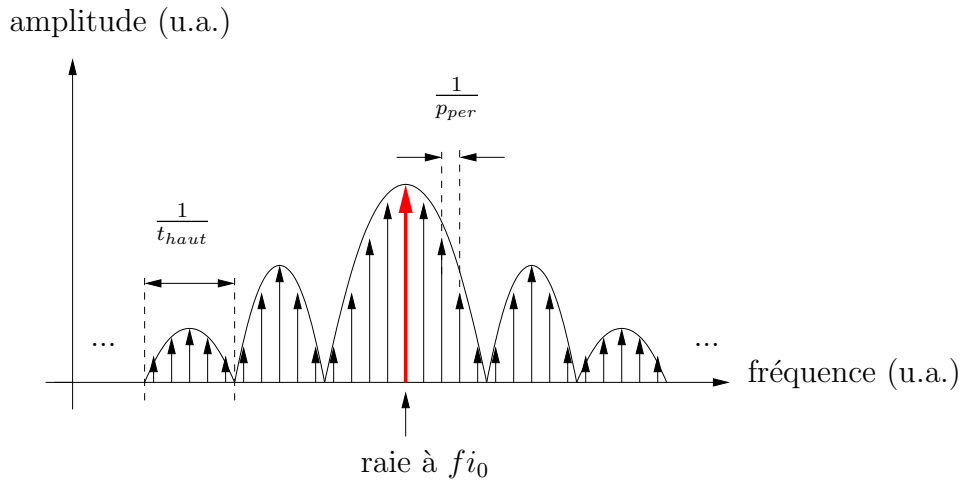


FIG. 3.3 – Définitions d’une porteuse en impulsions dans le domaine fréquentiel

3.2.1.1 La méthode dite bande étroite

La première 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 à f_{i_0} . La figure 3.4 montre ce principe au niveau du spectre. 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 à mesurer.

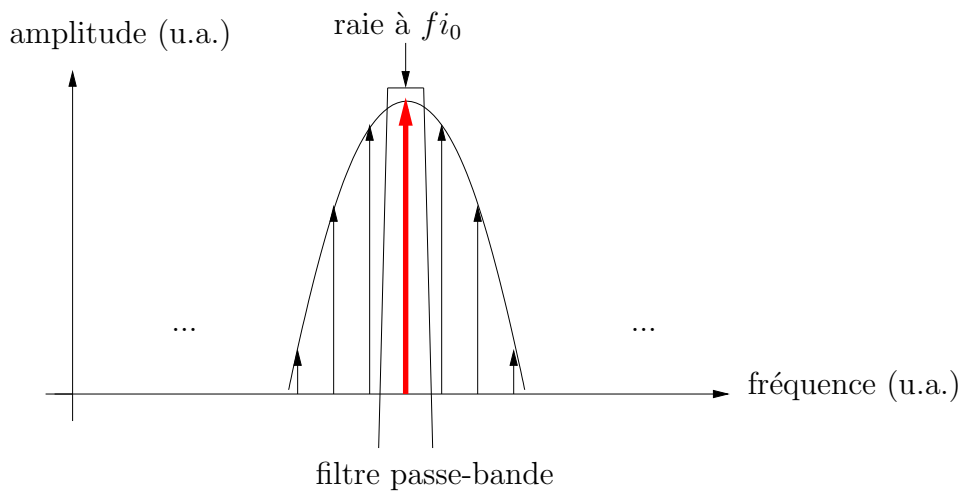


FIG. 3.4 – Opération de filtrage passe-bande autour de f_{i_0}

Deux remarques peuvent être faites :

- premièrement, comme l’amplitude mesurée diminue si le rapport cyclique diminue, cette méthode implique une perte de sensibilité du système de mesure. Concrètement, l’équation (3.2) permet de constater que la chute de la dynamique de mesure est très

importante en fonction du rapport cyclique.

$$\Delta_{\text{dynamique}_{dB}} = 20 \cdot \log(\alpha) \quad (3.2)$$

- la nécessité de sélectivité du filtre utilisé implique une contrainte sur la période de récurrence. Si le filtre est fixé par la technologie, cette période est majorée par une limite déduite de la bande du filtre.

3.2.1.2 La méthode dite large bande

Une deuxième méthode est appelée large bande, car le principe de base est de récupérer l'information d'un maximum de raies spectrales au lieu d'une. Cette option existait dans certains ARV tel le Agilent 85108, avec un circuit de traitement analogique. Cette même méthode est applicable aux Agilent PNA (Precision Network Analyser), avec maintenant un traitement numérique donné à la figure 3.5 [124].

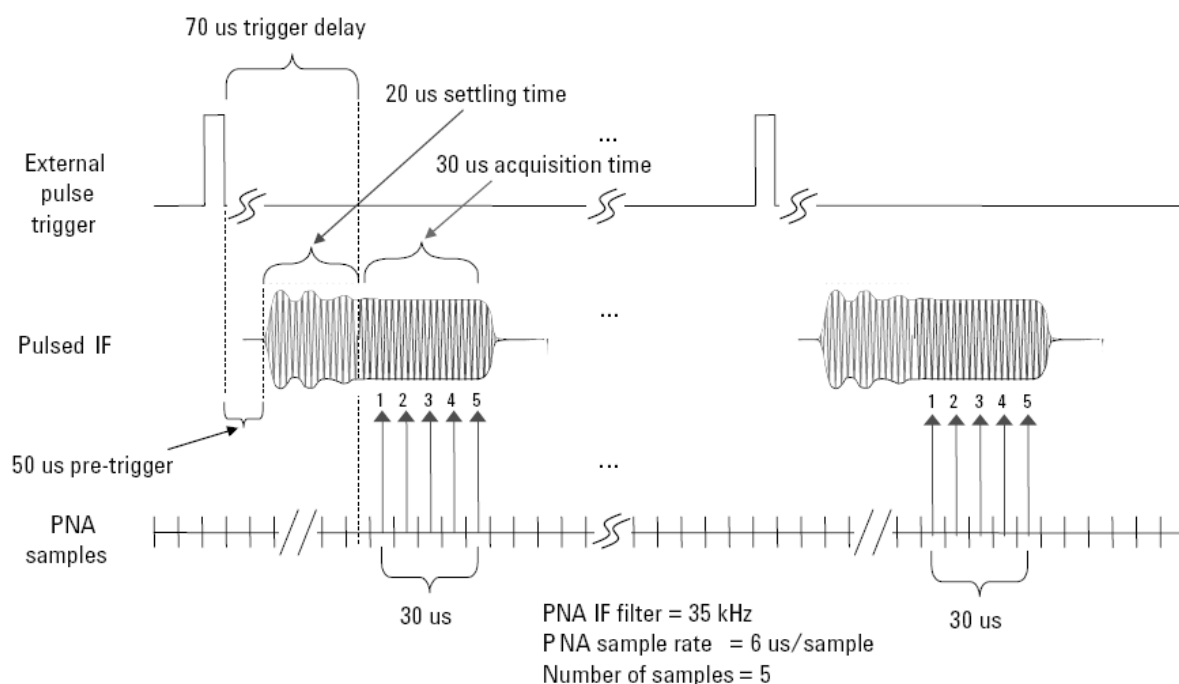


FIG. 3.5 – Détection large bande pour la mesure en impulsions, cas du Agilent PNA

Cette méthode a pour principal inconvénient la durée minimale de l'état d'impulsion pour recueillir l'information nécessaire. A titre d'exemple, le PNA est donné pour des mesures avec un état d'impulsion d'au minimum 50 μs , et le PNA-L de 2 μs car la bande du filtre de fréquence intermédiaire passe de 40 kHz à 600 kHz.

Il est toutefois à noter que le PNA peut appliquer les deux méthodes.

3.2.1.3 Conclusion

La principale conclusion de cette présentation rapide consiste à souligner que la dynamique de mesure et plus généralement le domaine de choix des durées et périodes d'impulsions sont limités par ces deux méthodes.

3.2.2 Des résultats concernant la gestion des mesures en impulsions

Une première idée qui permet de progresser dans les mesures en impulsions est celle publiée par Seok Joo Doo [125] [126]. Le point de départ consiste à utiliser la méthode large bande, tout en remarquant que 90 % de l'information se trouve dans le premier lobe. Il s'agit donc d'une approche qui se situe entre les deux méthodes citées plus haut. Ses résultats donnent un α de 0.33 %, avec le lobe principal extrait autour de chaque fréquence harmonique considérée. Or les mesures présentées sont effectuées avec un LSNA, donc avec une dynamique typiquement moins grande que des ARV modernes. Ces résultats montrent que la perte de sensibilité de la première méthode due au α est en grande partie éliminée.

Une deuxième approche pour éviter la perte de sensibilité a été publiée par Mauro Marchetti [127], pour des mesures en petit signal à base d'ARVs. Le principe présenté est de tirer parti de la détection large bande de l'ARV Hewlett Packard 8510 avec des CAN plus modernes pour effectuer un traitement numérique des données qui permet de garder la dynamique intacte pour un rapport cyclique jusqu'à 0.01 %, voir la figure 3.6. Ces mesures ont pour temps à l'état d'impulsion 1 μs .

3.2.3 Les domaines d'applications des rapports cycliques

Selon les applications d'utilisation des composants, les rapports cycliques pour les excitations en impulsions sont généralement au-dessus ou égal à 1 %. Par contre, pour l'exploration plus fine du comportement des transistors, en particulier des phénomènes de pièges et de thermique, les rapports cycliques exigés peuvent descendre jusqu'à en-dessous de 0.01 %. Par exemple, la figure 3.7 [124] donne un aperçu du domaine d'application des α .

Ainsi, pour un banc de caractérisation de transistors, il est très utile de disposer de moyens de mesures avec une très large gamme de rapports cycliques, pour mesurer les composants dans leur contexte d'utilisation et aussi pour extraire leurs caractéristiques

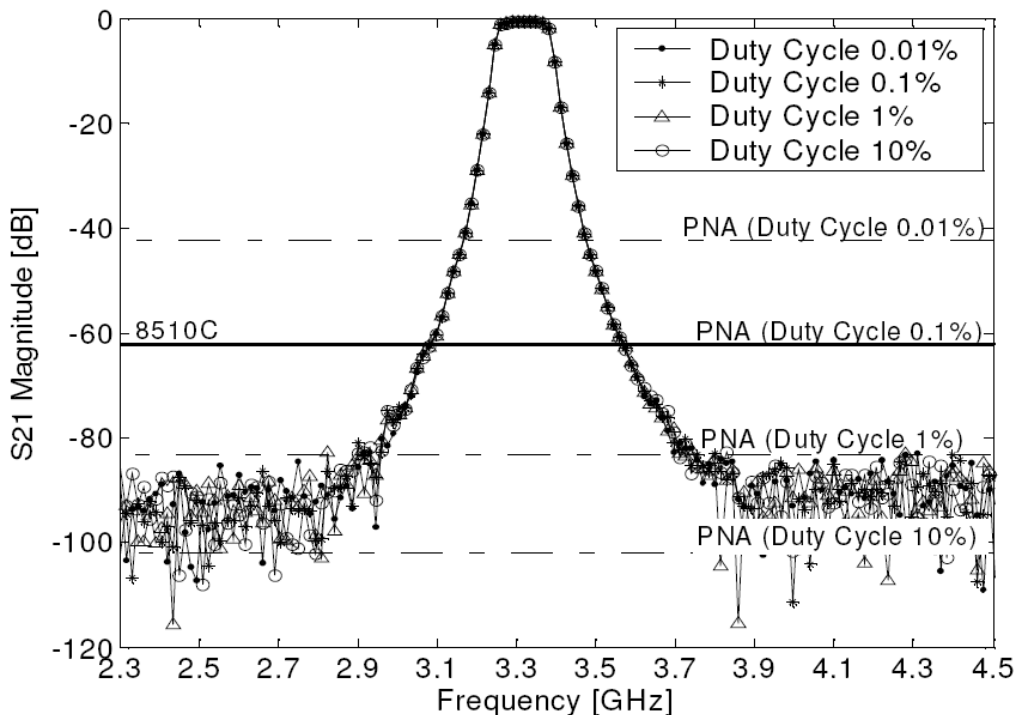


FIG. 3.6 – Mesure en impulsions petit signal avec un Agilent 8510 modifié

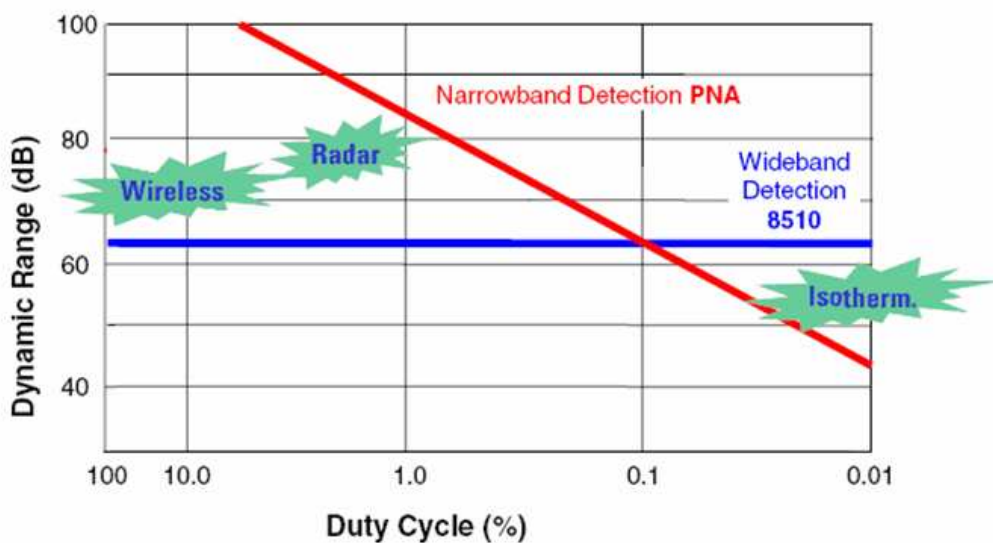


FIG. 3.7 – Domaine d’applications des excitations en impulsions en fonction du rapport cyclique avec influence sur la dynamique disponible avec un 8510 et un PNA

internes.

Le LPT présenté dans ces travaux a comme but la mesure de formes d’ondes temporelles, la partie suivante va donc expliquer le besoin de dynamique dans cette large gamme.

3.2.4 Les besoins de dynamique dans le contexte des mesures de formes d'ondes temporelles à de fortes puissances

Pourquoi la dynamique de mesure est-elle très importante pour la mesure de formes d'ondes temporelles pour des transistors de forte puissance ? L'information de base aux réflexions suivantes vient du fait que le LSNA dont nous disposons a une dynamique de mesure de 60 dB jusqu'à 20 GHz, ce qui est plus faible que celle dont disposent des appareils plus récents de caractérisation dans ces bandes de fréquences. Il y a donc lieu de la conserver intacte, à cause des deux raisons suivantes :

- La première vient du fait qu'il est très utile d'effectuer des mesures jusqu'à de très faibles rapports cycliques. Pour la caractérisation des transistors, le chapitre un a montré l'intérêt de ce type de comparaisons entre mesures. Or il a été démontré plus haut que les méthodes classiques portent sévèrement atteinte à la dynamique de mesure quand le rapport cyclique devient très faible. Par exemple, et en repartant du nombre de 60 dB avancé pour notre appareil, un α de 0.001 annihilerait toute cette dynamique, avec la relation (3.2).
- La deuxième est liée à l'aspect temporel de la mesure. Celui-ci nécessite, ceci a été nettement souligné, la mesure de plusieurs fréquences harmoniques. Or, et par principe évident, la puissance portée à ces fréquences est bien moins élevée que celle portée par la fréquence fondamentale. Ce point a pour conséquence que si l'équation (3.2) s'appliquait, pour des α de l'ordre de 0.1, la mesure aux fréquences les plus hautes ne pourrait déjà plus être effectuée. C'est la contrainte la plus dure, donc celle qui est la plus exigeante en terme de solution de conservation de la dynamique de mesure.

Il ressort que les deux méthodes citées de traitement IF sont peu adaptées aux mesures de formes d'ondes temporelles en impulsions. La partie suivante va présenter une autre manière de procéder à la mesure dans un mode d'excitation en impulsions qui permet de garder inchangée la dynamique de mesure pour une grande plage de rapports cycliques.

3.3 Une autre méthode de mesure en impulsion : approche temporelle stroboscopique

3.3.1 Principe général

Les méthodes décrites précédemment prennent comme point de départ une raie fréquentielle, dont l'amplitude est ou non modifiée par un rapport cyclique d'impulsion. La principale différence dans le mode de mesure présenté ici consiste dans la modification de ce point de départ : l'échantillon. Qui dit échantillon dit prise d'information dans le

temps et maîtrise des instants de prise de mesure.

Le principe de base de l'approche présentée ici consiste à éviter la perte de dynamique disponible du système de mesure, même en choisissant des rapports cycliques très faibles. Pour atteindre ce résultat, le mode stroboscopique s'appuie sur le fait qu'il n'y a nul besoin de la connaissance du rapport cyclique pour déterminer l'amplitude des signaux mesurés. Par contre, il nécessite une parfaite connaissance de toutes les fréquences utilisées par le LSNA pour produire des signaux dans la bande IF ainsi que celle utilisées par les CAN.

Dans la pratique, au lieu d'un raisonnement utilisant la fréquence de récurrence des impulsions, le mode stroboscopique peut s'expliquer avec une vision purement temporelle. Les échantillons sont ainsi prélevés un par un, voire groupe par groupe, au moment choisi durant l'état d'impulsion. Le point-clé consiste alors à faire particulièrement attention aux phases au moment de l'assemblage des groupes prélevés. Le principe général de la mesure [128] est présenté sur la figure 3.8 [129].

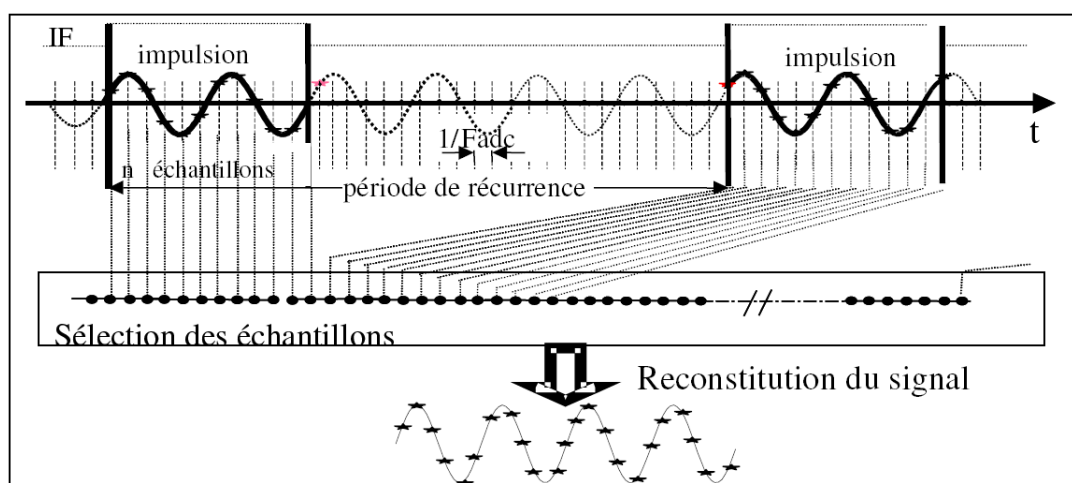


FIG. 3.8 – Principe du mode temporel de prise d'échantillons en impulsions dit stroboscopique

Sur cette figure, on voit clairement que les différentes variables que sont la fréquence d'échantillonnage notée f_{adc} et la période de récurrence doivent être calculées avec précision. A chaque impulsion, le système en profite pour prélever des échantillons pour au bout d'un certain temps reconstituer le signal sur une ou plusieurs périodes. Ce principe conduit tout naturellement à se pencher sur la question du bon déclenchement de la mesure des différents groupes, donc des phases qui doivent se suivre exactement. La cohérence de phase entre la fin d'un groupe et le début du groupe suivant se fait en pilotant la récurrence des impulsions de manière à faire glisser la phase du signal de récurrence par

rapport à la phase du signal de commande de début de groupe.

3.3.2 Calculs correspondants au LSNA et aux CAN

Pour permettre au LSNA de travailler en mode en impulsions de manière stroboscopique, il faut que les échantillons choisis se recombinent de la manière voulue. Ceci signifie trouver une combinaison des différentes fréquences utilisées pour la mesure qui autorisent ce réarrangement des échantillons.

Dans le LSNA en mode continu, tout cela est transparent car la fréquence d'échantillonnage, la fréquence du synthétiseur haute précision FracN et donc la fréquence intermédiaire basse fréquence sont automatiquement calculées par le logiciel interne. De ces informations, rajoutées à celles fournies par l'utilisateur comme la fréquence fondamentale RF, le nombre d'harmoniques à mesurer et le nombre de points de la transformée de Fourier rapide (FFT fast Fourier transform) forment un tout qui suffit à réaliser un calibrage et des mesures à toutes les fréquences prédéfinies.

Dans le cas du mode en impulsions, d'autres contraintes viennent se rajouter indépendamment du LSNA standard : la durée de l'état d'impulsion et surtout la récurrence des impulsions. Cette dernière constitue le point fondamental du problème. En effet, pour récupérer les échantillons avec des phases qui se suivent immédiatement afin de garder une haute qualité spectrale de mesure, la récurrence des impulsions doit être strictement liée à la fréquence d'échantillonnage et à la fréquence intermédiaire la plus basse (sa période donc la plus longue). De cette exigence découle un nouveau calcul de tous les paramètres du LSNA. Le principe consiste donc à ne pas utiliser le logiciel de pilotage standard et donc remplacer les valeurs calculées automatiquement par nos propres valeurs. La principale conséquence est donc la prise en main complète des algorithmes de calcul avec le risque de ne rien mesurer si les calculs présentés ici ont un problème.

3.3.2.1 Première étape

Rappelons les entrées, les relations à prendre en compte, puis voyons les étapes des calculs :

Les entrées sont :

- la fréquence fondamentale de fonctionnement du transistor : $f_{0,f}$
- le nombre de fréquences harmoniques à mesurer : h, (h=1 : fondamental, h=2 : $2f_0$...)
- la taille du tableau de la FFT : N

Avec les valeurs de ces variables, il faut calculer :

- les fréquences intermédiaires notées FI_0, \dots , jusqu'à FI_{h-1}
- la fréquence du synthétiseur de précision, notée f_{fracN}
- la fréquence d'échantillonnage numérique, notée f_{adc}

ceci pour connaître les raies discrètes intéressantes de la FFT pour récupérer les informations après la mesure.

Les contraintes à prendre en considération sont :

- les raies discrètes de la FFT doivent correspondre aux FI intéressantes
- N doit être une puissance de 2
- la bande FI est limitée à 10 MHz pour notre LSNA, qui doit comprendre l'image de f_0 et des h fréquences harmoniques
- les raies de la FFT doivent être comprises entre 1 et N/2
- le nombre d'échantillons par période doit être d'au moins 2 (4?) à la dernière fréquence : n_{lim}
- le tableau des échantillons temporels avant la FFT doit correspondre à un nombre entier de périodes RF

Quelques autres aspects rentrent en considération :

- domaine de la fréquence FracN : f_{fracN} entre 8 et 22 MHz
- domaine de la fréquence d'échantillonnage : f_{adc} entre 10 et 25 MHz

D'autres encore moins critiques :

- la fréquence fondamentale de calibrage (non forcément de mesure) dans la bande de la SRD : f_{0cal} entre 0.6 et 1.2 GHz
- les fréquences FI simples
- avec cette condition sur les FI, trouver un entier r de translation-compression de la RF comme multiple de f_{fracN}

Ces différentes conditions à remplir pour que les valeurs trouvées soient exploitables par la LSNA conduisent à avancer quelques relations permettant de calculer ces valeurs, données aux équations (3.3), (3.4), (3.5), (3.6) et (3.7).

$$N = 2^m \text{ avec } m > 0, \text{ classiquement supérieur ou égal à } 10 \quad (3.3)$$

$$FI_0 \cdot h < 10 \text{ MHz} \quad (3.4)$$

$$b_i = N \cdot \frac{i \cdot FI_0}{f_{adc}} \text{ avec } b_i \text{ entier} \quad (3.5)$$

$$FI_0 = f_{0rf} - r_0 \cdot f_{fracN} \text{ avec } r_0 \text{ entier} \quad (3.6)$$

$$b_h \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (3.7)$$

Une première contrainte de calcul importante vient de (3.3) et (3.5) à propos des raies concernées de la FFT, équations (3.8) et (3.9) :

$$N > \frac{f_{adc}}{FI_0} \quad (3.8)$$

$$\frac{f_{adc}}{FI_0} = 2^{m'} \quad (3.9)$$

Une dernière relation concerne le ratio de f_{adc} sur FI_i . Ce ratio fixe le nombre de points ou échantillons qui permettent de reconstituer le signal. Comme le signal à FI est une composante sinusoïdale, le théorème de Shannon donne un critère d'au moins deux échantillons à récolter pour reconstituer le signal. Mais comme f_{adc} est fixe pour échantillonner FI_0 mais aussi jusqu'à FI_{h-1} , le ratio f_{adc} sur FI_{h-1} doit aussi respecter Shannon. Ceci impose dans le domaine des puissances de deux la relation (3.10) :

$$\frac{f_{adc}}{FI_h} \geq 4 \quad (3.10)$$

ce qui donne : équations (3.11) et (3.12) :

$$\frac{f_{adc}}{h \cdot FI_0} \geq 4 \quad (3.11)$$

$$FI_0 \leq \frac{f_{adc}}{4 \cdot h} \quad (3.12)$$

Une première étape de calcul consiste donc à récupérer les ensembles $[FI_0 \ f_{adc} \ f_{fracN}]$ qui, chacune dans leur bande imposée permettent de respecter les relations ci-dessus.

3.3.2.2 Deuxième étape

Une fois ces combinaisons calculées, et qu'une a été choisie, les données équivalentes au mode continu sont obtenues, comme dans le cas de l'utilisation classique du LSNA. La deuxième étape consiste à maintenant calculer les autres variables pour le passage en impulsions.

Les variables qui viennent s'ajouter sont :

- la période de récurrence : p_{per}
- la durée de l'état d'impulsion : p_{dur}
- le nombre d'échantillons mesurés dans chaque impulsion : n

La valeur de p_{dur} permet de connaître combien d'échantillons au maximum peuvent être mesurés, ce qui permet de choisir n . La valeur de p_{per} demandée permet de connaître combien de périodes T_{FI_0} sont à attendre pour prélever le groupe suivant d'échantillons. Par conséquent, la valeur de p_{per} sera souvent légèrement changée pour coller à un nombre entier de périodes plus un décalage correspondant au temps de mesure de n échantillons.

A partir de ces données, on peut calculer la valeur de la fréquence du signal de déclenchement de mesure d'échantillons, qui sera donc plus petite que la fréquence de récurrence des impulsions.

3.3.2.3 Exemples

A partir de ces deux étapes et de ces quelques considérations, des combinaisons qui permettent de faire fonctionner le LSNA en impulsions sont données ci-dessous :

$f_{0,rf}$	2 GHz	3 GHz	2.4 GHz
h	10	6	8
n_{lim}	4	4	4
N	16384	16384	16384
FI_0	100 kHz	160 kHz	200 kHz
f_{adc}	12.8 MHz	10.24 MHz	12.8 MHz
f_{fracN}	19.999 MHz	18.749 MHz	18.46 MHz
$f_{0,cal}$	1 GHz	0.75 GHz	0.6 GHz
raies	64 ... 1280	64 ... 1536	64 ... 2048
p_{dur}	1 μs	1 μs	1 μs
p_{per}	100 μs	100 μs	100 μs
n_{max}	12	10	12
n	4	4	4
$p_{per\ ajustée}$	100.312 μs	100.388 μs	100.312 μs

TAB. 3.1 – valeurs pour la mesure en impulsions

3.3.3 Mise en place et vérifications préliminaires

3.3.3.1 Matériel ajouté pour la prise en charge du mode en impulsions

Des calculs précédents, il ressort quelques conséquences du point de vue matériel :

- la fréquence f_{adc} varie en fonction des valeurs d'entrées, il faut donc synthétiser cette fréquence pour la fournir aux CAN, en lieu et place du 10 MHz de base du mode continu.
- la fréquence de déclenchement de mesure (les impulsions) doit être calculée puis créée pour être là encore fournie aux CAN à leur entrée de déclenchement.
- ces deux fréquences doivent être cohérentes avec le reste du système LSNA, et être strictement liées en phase pour assurer une bonne qualité d'instant de prise d'échantillon.

La solution choisie fut de placer un deuxième synthétiseur de précision FracN dans le LSNA pour fabriquer la fréquence CAN f_{adc} . L'avantage est que, comme pour le premier qui sert à fabriquer le fondamental du peigne d'attaque de la fonction translation-compression, son entrée 10 MHz peut venir de la source RF.

De plus, pour synthétiser la fréquence de déclenchement, la fréquence de base choisie a été f_{adc} qui sera divisée de manière synchrone pour obtenir le résultat souhaité. Ces fonctions de division, fourniture des fréquences d'horloge et de déclenchement vers les CAN sont réalisées par une carte électronique. La conception et l'intégration au LSNA de cette carte ont été réalisées pendant cette thèse. Le schéma simplifié donnant uniquement les fonctions principales se trouve à la figure 3.9.

Cette carte permet de gérer de manière transparente le mode standard continu d'acquisition, en étant capable de transmettre aux CAN le signal 10 MHz de référence venant de la source RF mais remis en forme. Elle peut également leur transmettre le signal remis en forme à la fréquence de sortie du FracN n°2. A sa sortie, elle peut fournir un signal de déclenchement divisé à partir de la fréquence d'entrée utilisée à l'aide de compteurs-diviseurs programmables, mais également un signal retardé d'une résolution égale à la période de l'entrée utilisée. Elle fait désormais partie intégrante du LSNA, avec un format et des connexions au bus de commande parfaitement compatibles avec les autres cartes de commande des commutateurs et des synthétiseurs de précision.

3.3.3.2 Mise à jour du coeur du logiciel associé au LSNA

Aujourd'hui, le mode de prise en main de notre LSNA se compose de deux principaux éléments : les différentes fonctions écrites en Mathematica, et le "Handle Manager". C'est ce dernier qui établit la communication avec le LSNA et la partie CAN pour le calibrage, la mesure et la gestion des données récupérées. Les codes sources de ce *handle manager*

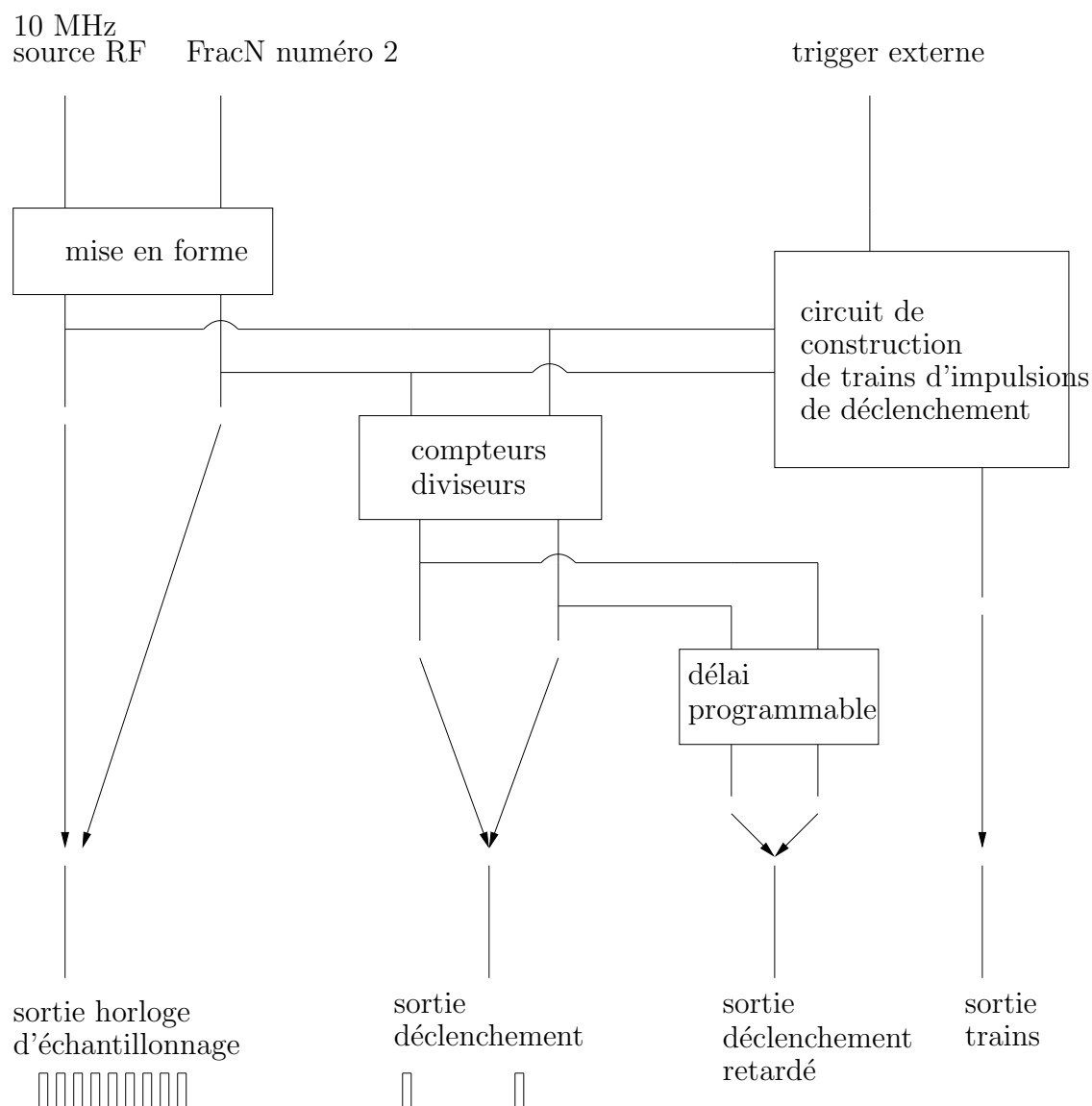


FIG. 3.9 – Schéma simplifié de la carte de gestion des déclenchements des impulsions

ne sont pas fournis dans l'état actuel de la commercialisation du LSNA. L'idéal est de considérer l'approche de mesure stroboscopique comme une très importante évolution, motivant le fait de remettre à plat dans un code ouvert les commandes de calibrage et de mesure de l'ensemble du LSNA. Une première étape, néanmoins, est d'aller à mi-chemin, c'est-à-dire collaborer avec les personnes qui développent le code de ce *handle manager* pour y ajouter l'option de mesure stroboscopique au mode classique continu. C'est l'option choisie à ce jour, une collaboration avec la société NMDG Engineering a permis de créer une version dérivée de ce coeur. Grâce à cette version, les CAN dont nous disposons, qui peuvent déclencher leurs mesures sur un front de déclenchement externe, sont pilotés de manière à récupérer les échantillons utiles. Ceux-ci sont automatiquement réorganisés de manière à reconstituer le signal entier avec ses harmoniques.

Parallèlement à cela, la carte de gestion de déclenchements s'est vue dotée de son propre vocabulaire de commande [130], en se connectant à l'arbre des commandes des autres fonctions du LSNA établi par Jean-Pierre Teyssier.

3.3.3.3 Mesures de signaux simples en mode stroboscopique

Pour vérifier si le mode stroboscopique peut bel et bien reconstituer les signaux IF de sortie du LSNA, deux étapes sont à franchir :

- mesurer les échantillons directement en sortie des CAN en simulant une IF pour contrôler les phases en début et fin de groupe, ainsi que les spectres obtenus pour déterminer la qualité de reconstitution du signal ;
- mesurer un signal RF en utilisant le LSNA pour fabriquer une IF appropriée et ainsi effectuer les mêmes vérifications que dans le point précédent.

Détaillons donc ces deux étapes :

3.3.3.3.1 Mesures directes aux CAN Pour cette partie, la procédure consiste à connecter directement un signal sinusoïdal le plus pur possible sur une voie de la carte CAN. Ici, la fréquence de cette sinusoïde est de 100kHz. Le schéma de montage est décrit à la figure 3.10 :

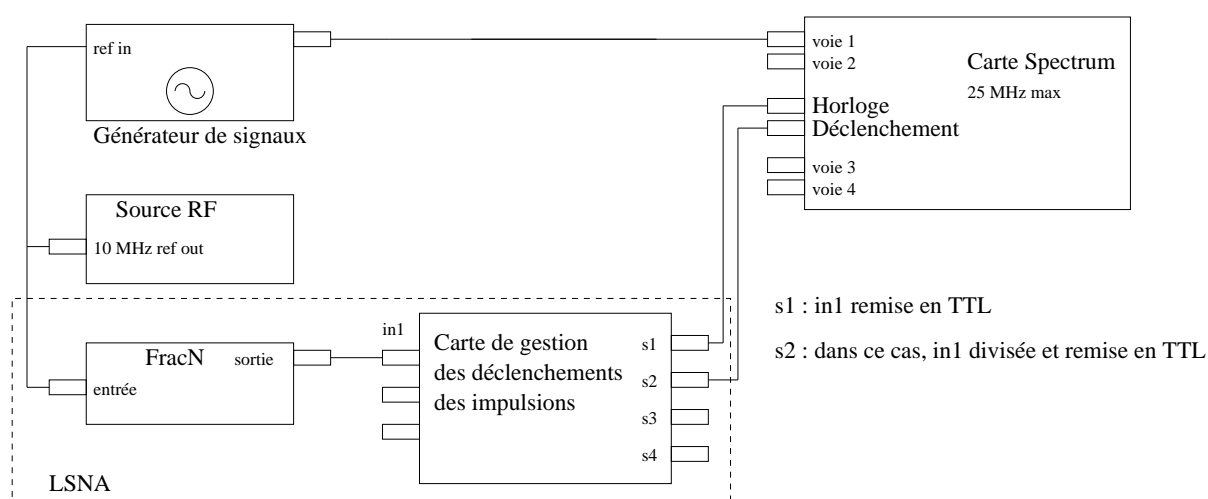


FIG. 3.10 – Montage pour test d'échantillonnage stroboscopique d'une sinusoïde pure

La première vérification consiste à échantillonner le signal sinusoïdal le plus simplement possible, en mesurant un nombre donné d'échantillons d'un seul trait. Cette mesure est effectuée par les CAN en utilisant le nouveau handle manager, permettant ainsi de vérifier la continuité de la capacité à mesurer avec de bonnes performances les

signaux CW. L'entrée de déclenchement des CAN de la figure 3.10 n'est donc pas utilisée. La figure 3.11 montre la capture temporelle de ce sinus à 100 kHz à une fréquence d'échantillonnage de 10 MHz. Cette figure donne 800 points mesurés et on retrouve bien 8 périodes de chacune 10 points. La phase de départ n'est pas verrouillée par rapport à une référence, ce qui explique le début de la capture au milieu d'une arche de la sinusoïde.

Il convient d'associer le spectre correspondant à cette mesure dans le domaine temporel pour juger de la qualité dans le domaine fréquentiel, en particulier pour démasquer d'éventuelles raies parasites (harmoniques ?). Il est donné sur la figure 3.12.

Sur cette figure sont données les puissances en dBm aux différentes raies fréquentielles utilisées. Prenons la raie qui sort nettement du plancher de bruit, avec la tension crête de la figure 3.11 à 0.13V et l'entrée des CAN à 50Ω (équation (3.13)).

$$P_{dBm} = 10 \log \left(1000 \cdot \frac{V_{max}^2}{2 \cdot R_{ADC}} \right) = 10 \log \left(1000 \cdot \frac{0.13^2}{2 \cdot 50} \right) = -7.7 \text{ dBm} \quad (3.13)$$

Cette valeur est bien celle que l'on peut observer sur la figure 3.12. D'autre part, la raie qui contient cette information correspond bien à celle du signal envoyé. En effet, l'équation (3.14) donne ce calcul avec n le numéro de la raie et M le nombre de points d'acquisition.

$$IF = \frac{n \cdot f_{adc}}{M} = \frac{8 \cdot 10 \cdot 10^6}{800} = 100 \text{ kHz} \quad (3.14)$$

Le point peut-être le plus important qui ressort des deux figures 3.11 et 3.12 est l'existence d'une seule raie nettement marquée, correspondant ainsi à un sinus pur détecté après échantillonnage. Toutes les autres fréquences sont dans le bruit des CAN, à savoir aux alentours de -85dBm. Cela veut donc dire que pour la suite, pour tester la validité du mode temporel stroboscopique, ces deux figures peuvent servir de référence, tout particulièrement le spectre obtenu.

A partir de maintenant, l'entrée de déclenchement des CAN de la figure 3.10 est utilisée pour indiquer le départ de la prise de groupes d'échantillons. Pour clarifier les courbes qui suivront, le choix du nombre total d'échantillons sera choisi pour obtenir une période entière et une seule, soit donc 100 points en reprenant les mêmes fréquences précédentes.

Aussi, pour chaque cas suivant, les informations suivantes seront données :

- taille du groupe ;
- temps d'attente entre deux prises de groupes.

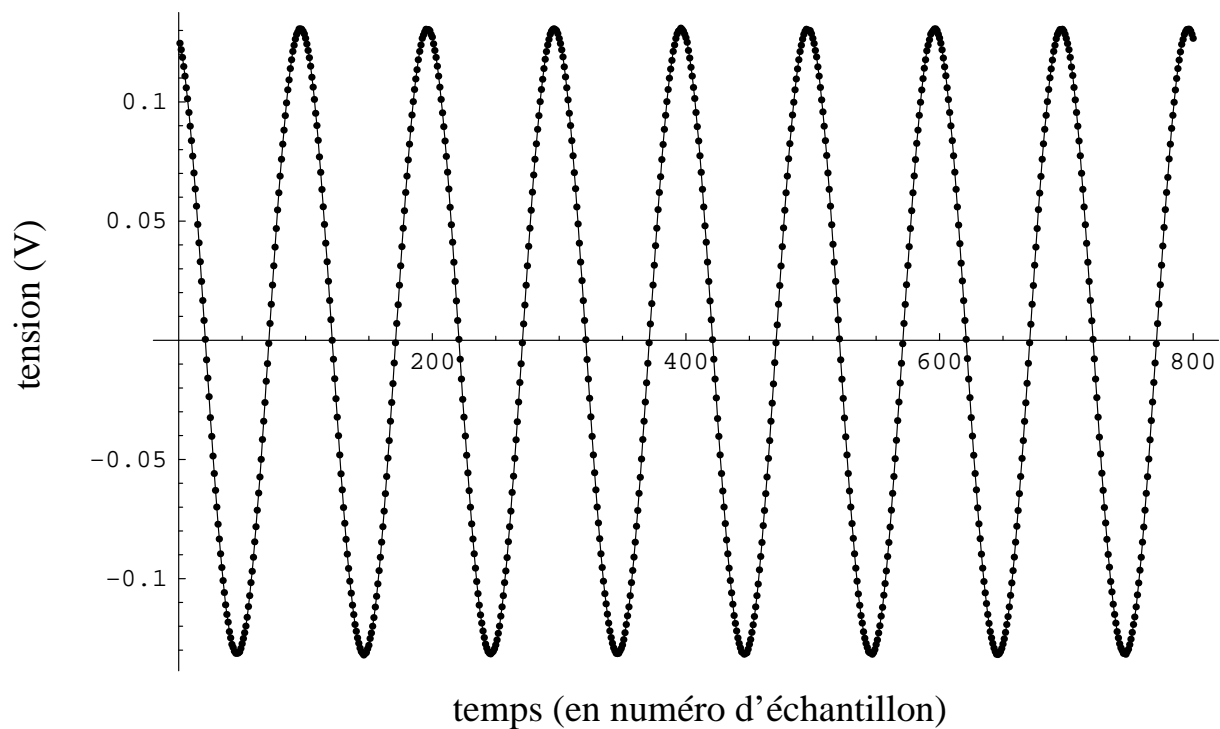


FIG. 3.11 – Sinusoïde pure mesurée d'un seul trait par les échantillonneurs commandés par le LSNA

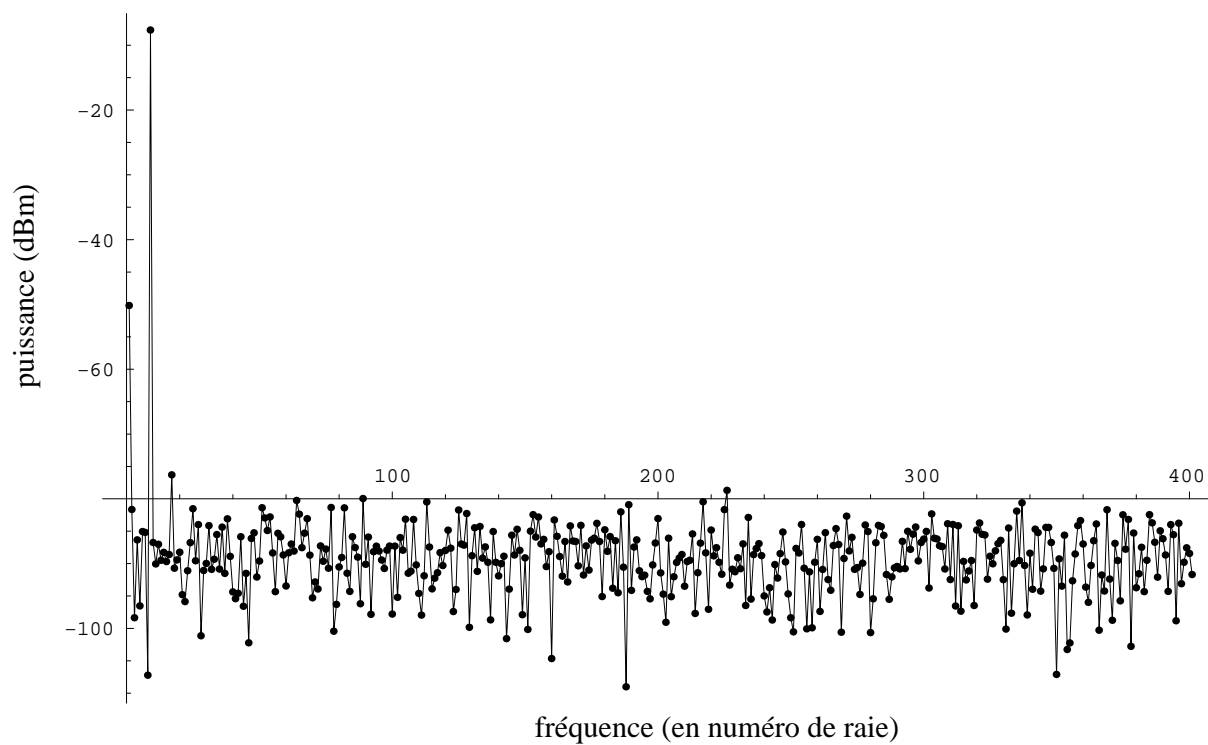


FIG. 3.12 – Spectre d'une sinusoïde pure mesurée d'un seul trait par les échantillonneurs commandés par le LSNA

Les conditions de mesures sont les mêmes que décrites en figure 3.10. Un premier test consiste à mesurer un groupe à chaque période du sinus d'entrée.

- taille du groupe : 5 ;
- temps d'attente entre deux prises de groupes : 1 période.

Les résultats obtenus sont sur les figures 3.13 et 3.14.

Deuxième test :

- taille du groupe : 5 ;
- temps d'attente entre deux prises de groupes : 10 périodes.

Les résultats obtenus sont sur les figures 3.15 et 3.16.

Troisième test :

- taille du groupe : 5 ;
- temps d'attente entre deux prises de groupes : 100 périodes.

Les résultats obtenus sont sur les figures 3.17 et 3.18.

La conclusion de ces trois séries de mesures est que, même si le temps entre deux prises d'échantillons s'allonge, la dynamique des CAN reste conservée, et le spectre de la sinusoïde mesurée n'est pas dégradé. D'ailleurs, du point de vue de la qualité des calculs qui doivent être mis en oeuvre pour recomposer le signal temporel, la moindre erreur se voit très distinctement sur le spectre concerné.

Par exemple, les figures 3.19 et 3.20 montrent un cas où la fréquence de déclenchement des CAN a été mal calculée, une division par rapport au 10 MHz de référence de 10106 au lieu de 10105 (cas de l'attente de cent périodes). On constate que le spectre obtenu est bien différent, les raies aux harmoniques de la fréquence mesurée n'étant plus dans le bruit. De même, sur la forme d'onde temporelle, il est possible d'observer le saut de phase venant du fait que les groupes ne s'enchaînent pas bien.

Cette étape permet de valider les calculs de fréquences de déclenchement pour permettre de régler les prises d'échantillons par rapport aux récurrences d'impulsions imposées par l'application. Les courbes données ont été obtenues avec des groupes de 5 échantillons, mais elles peuvent être effectuées pour des groupes plus nombreux ou moins, jusqu'à un par un.

L'étape suivante consiste à ne plus connecter un signal pur d'un générateur vers une voie de CAN, mais d'y connecter le LSNA et sa sortie IF.

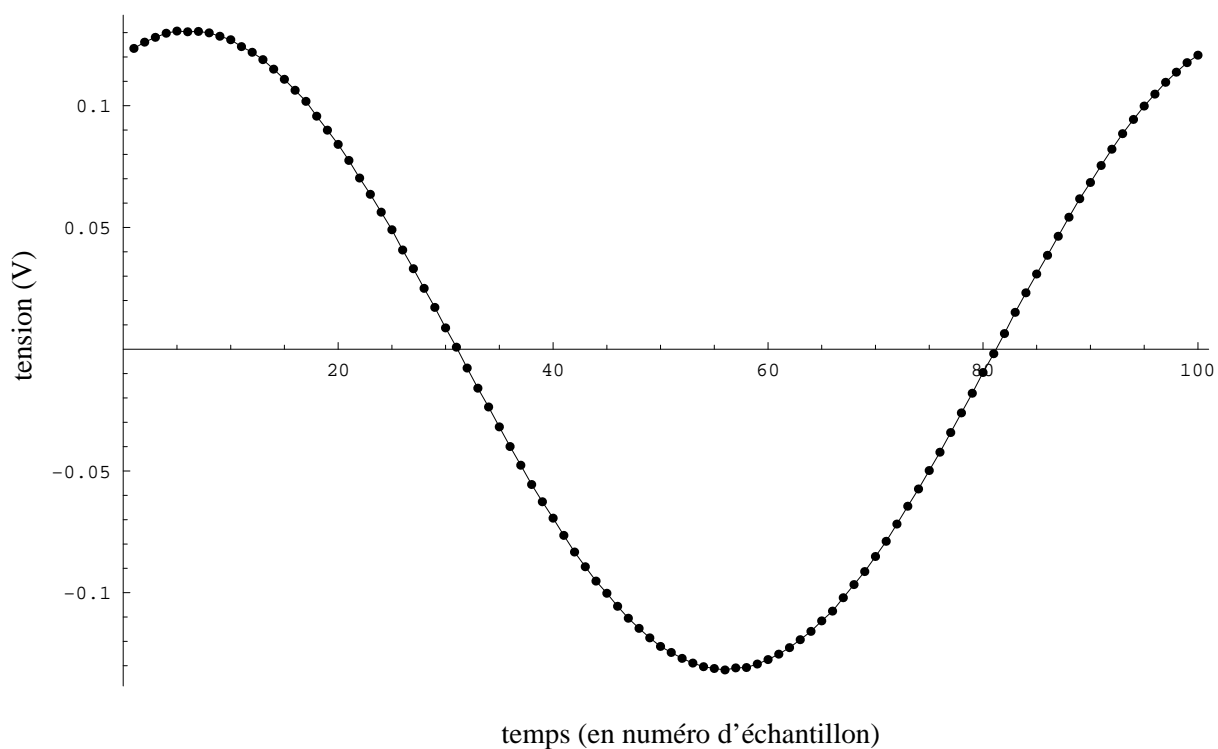


FIG. 3.13 – Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris par période

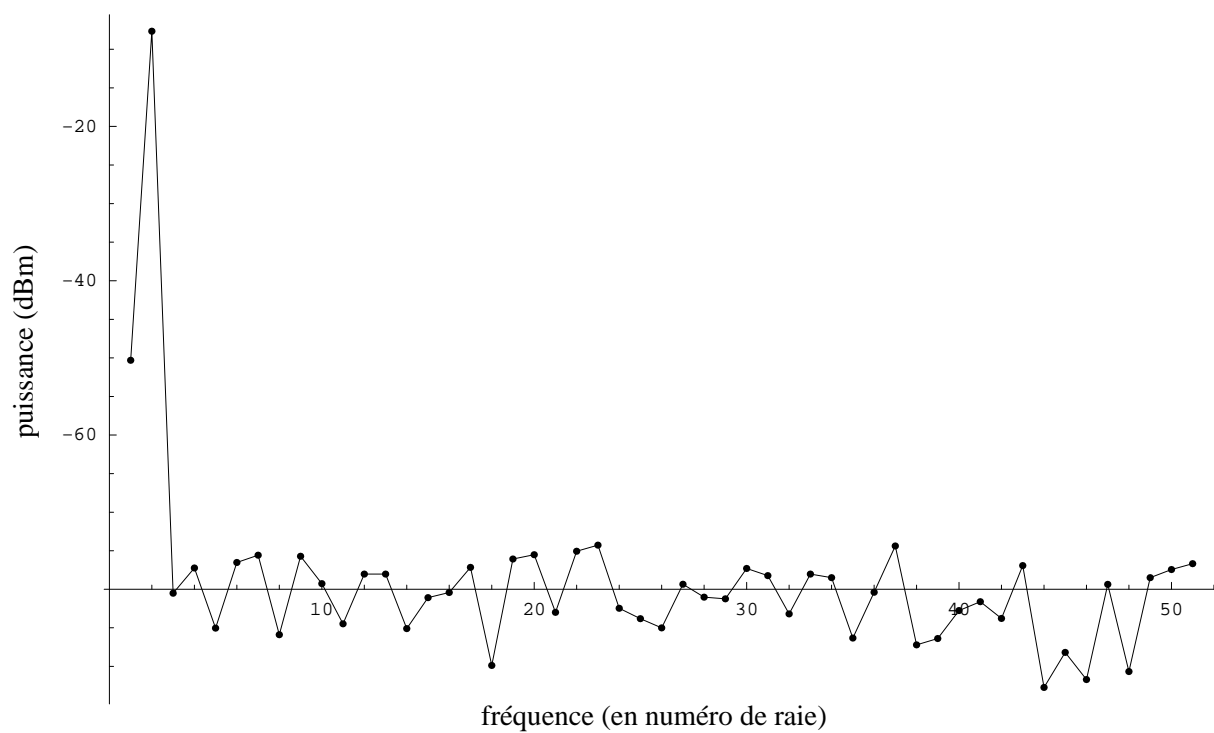


FIG. 3.14 – Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris par période

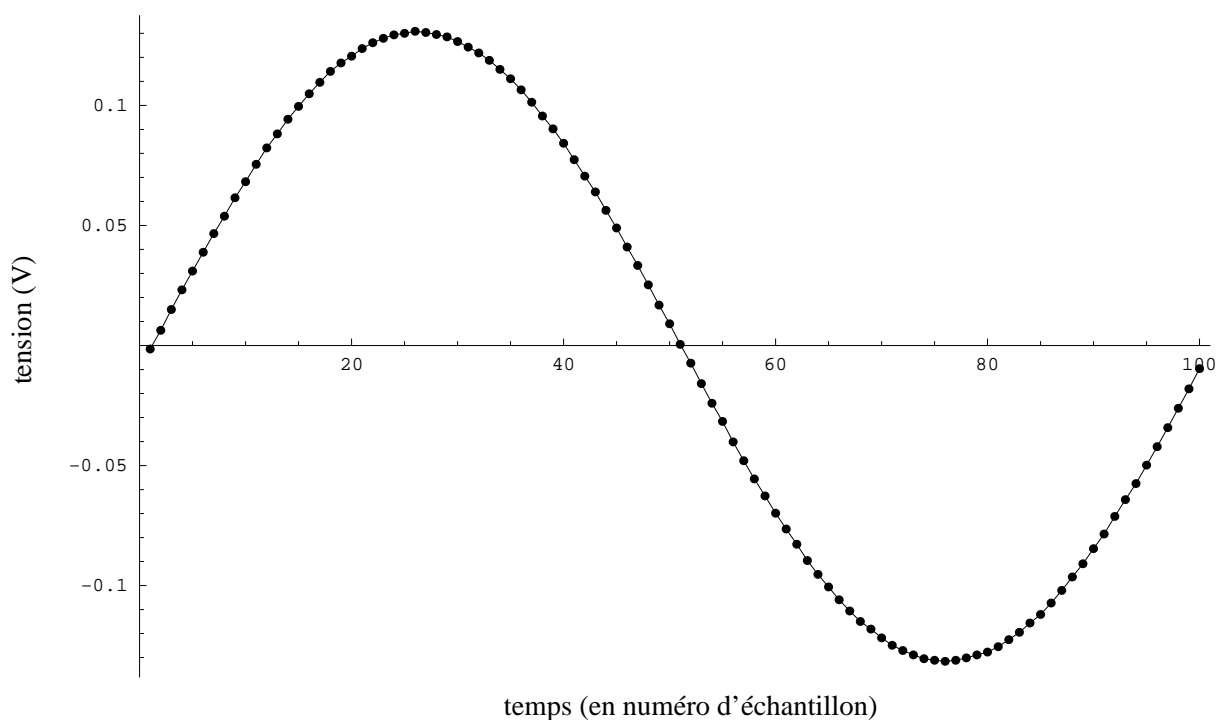


FIG. 3.15 – Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 10 périodes d'attente

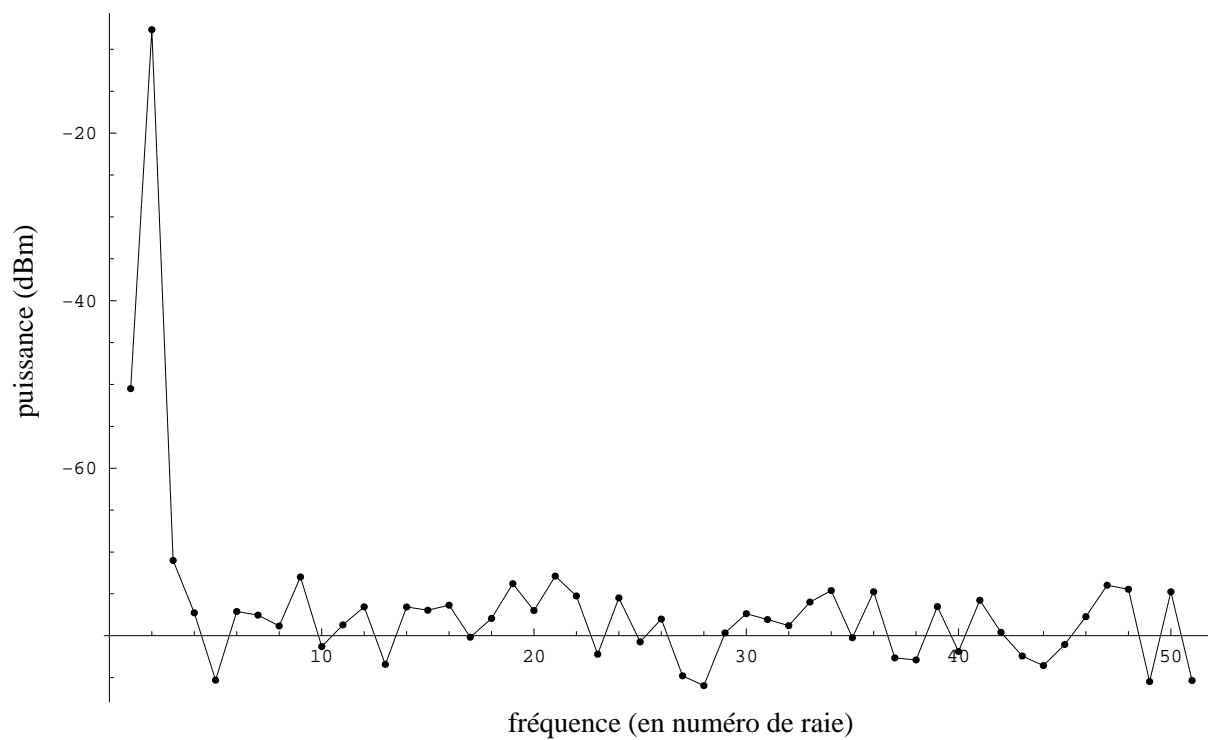


FIG. 3.16 – Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 10 périodes d'attente

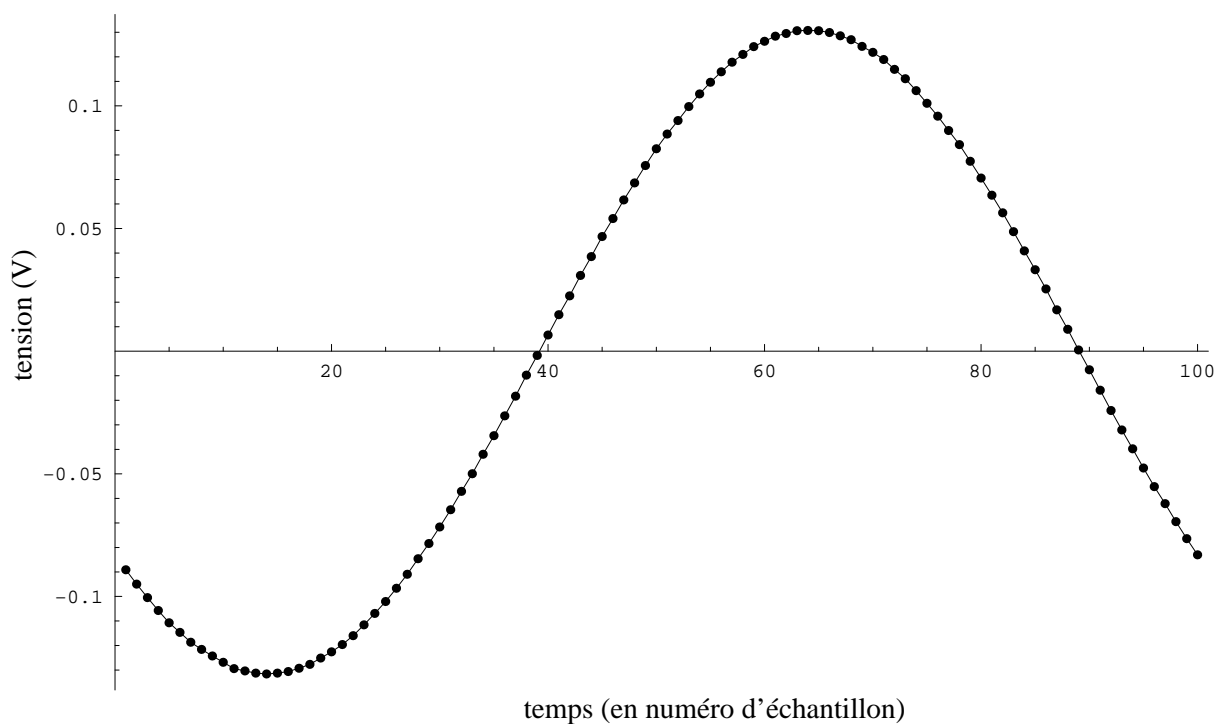


FIG. 3.17 – Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 100 périodes d'attente

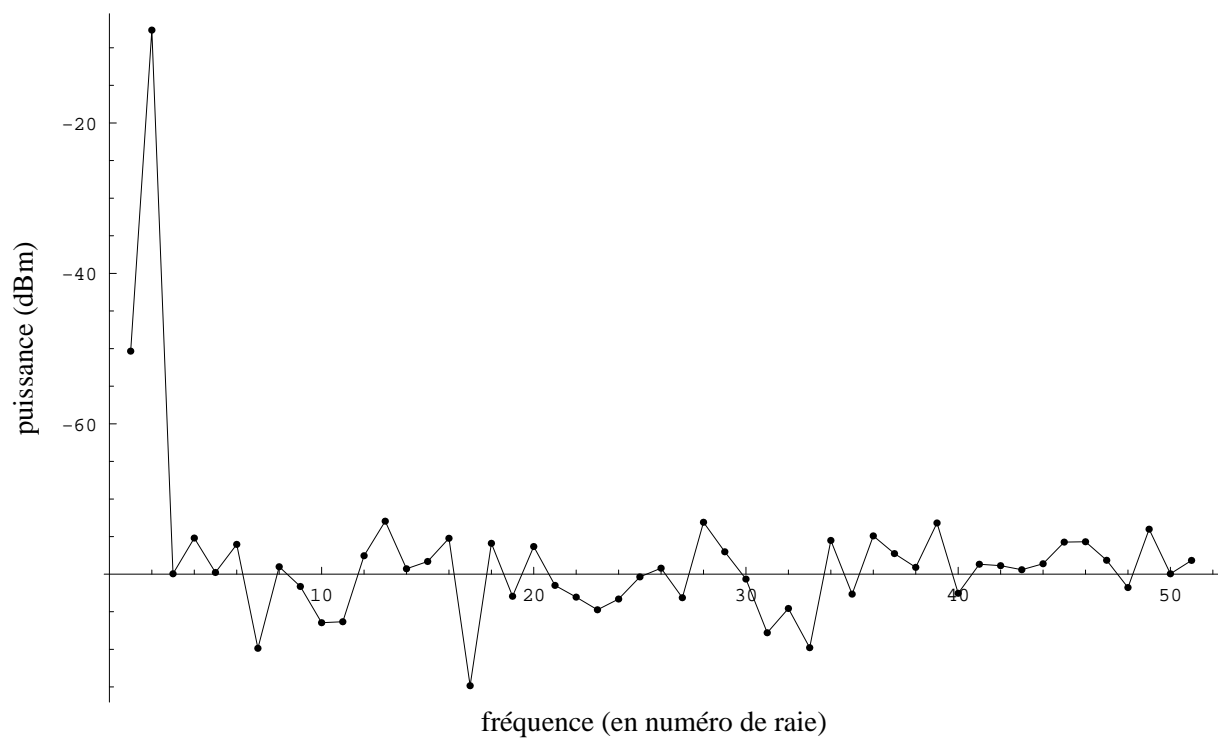


FIG. 3.18 – Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec 100 périodes d'attente

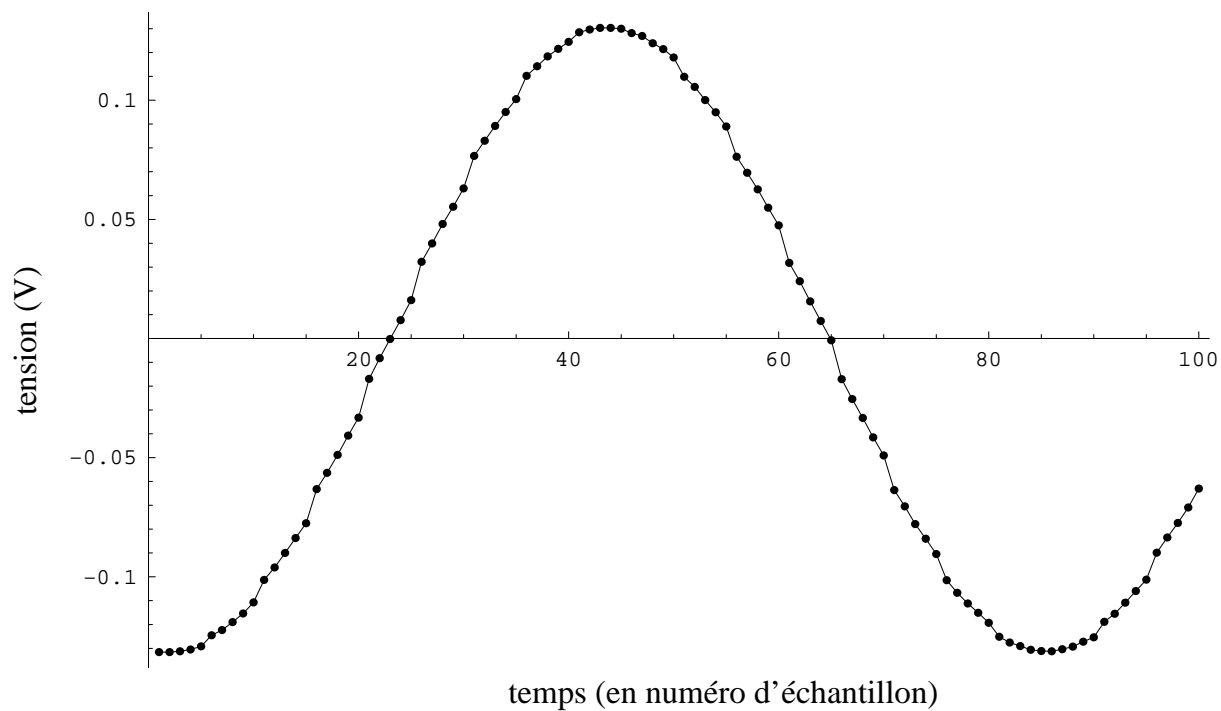


FIG. 3.19 – Sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec une erreur de recombinaison de phase

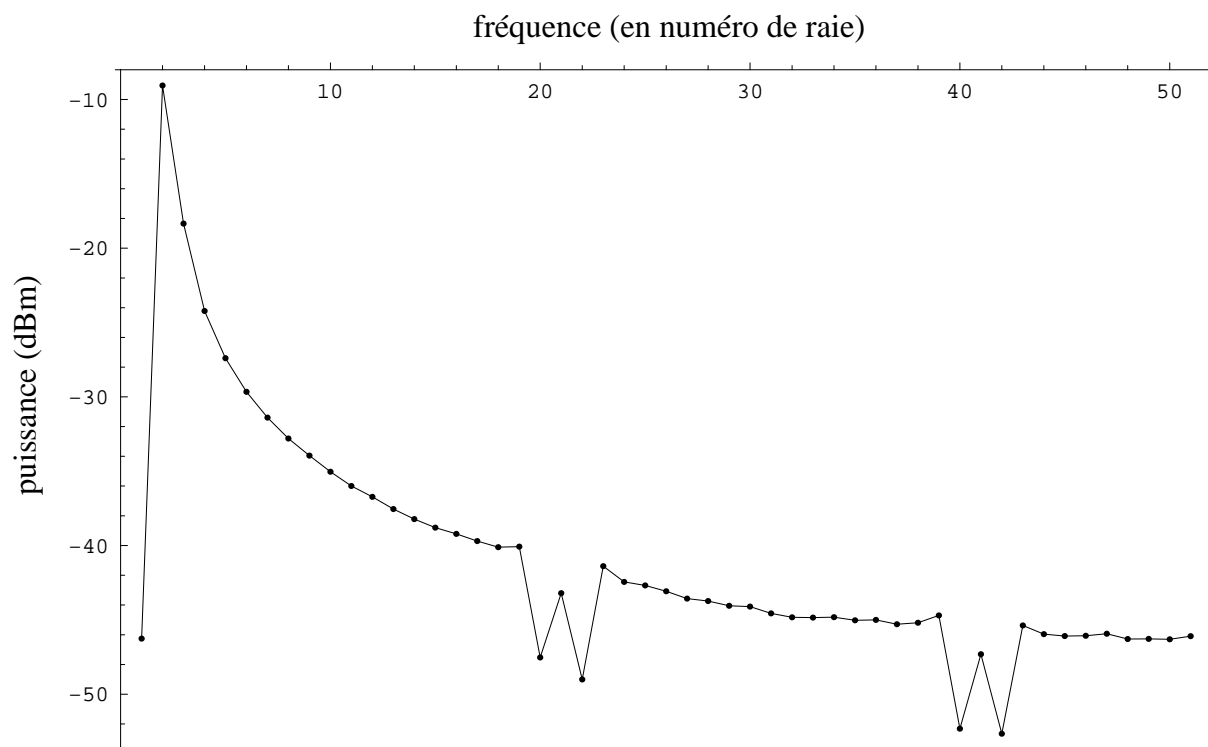


FIG. 3.20 – Spectre d'une sinusoïde pure mesurée avec 5 échantillons pris avec une erreur de recombinaison de phase

3.3.3.3.2 Mesures RF via le LSNA Le schéma de la figure 3.21 montre le nouveau montage pour cette partie de validation. On injecte le signal RF directement dans le LSNA (sans test-set donc sans étape de calibrage) à une puissance raisonnable pour être détectée sans nuire au fonctionnement des têtes d'échantillonnage. Dans cette partie, un synthétiseur FracN est utilisé pour la transposition en fréquence IF du signal RF, et un autre pour la gestion de l'horloge et le déclenchement des CAN. Rappel : les deux reçoivent en entrée le signal 10 MHz de sortie de source RF pour éviter les problèmes de désynchronisation ou de glissement de phase.

Comme dans ce cas la mesure attendue est toujours une sinusoïde pure, le calcul des fréquences des synthétiseurs BF par rapport aux raies de FFT des fréquences harmoniques est très allégé. On choisit une fréquence de FracN n°1 pour obtenir une IF donnée, et on calcule une fréquence de FracN n°2 pour l'aspect échantillonnage de cette IF.

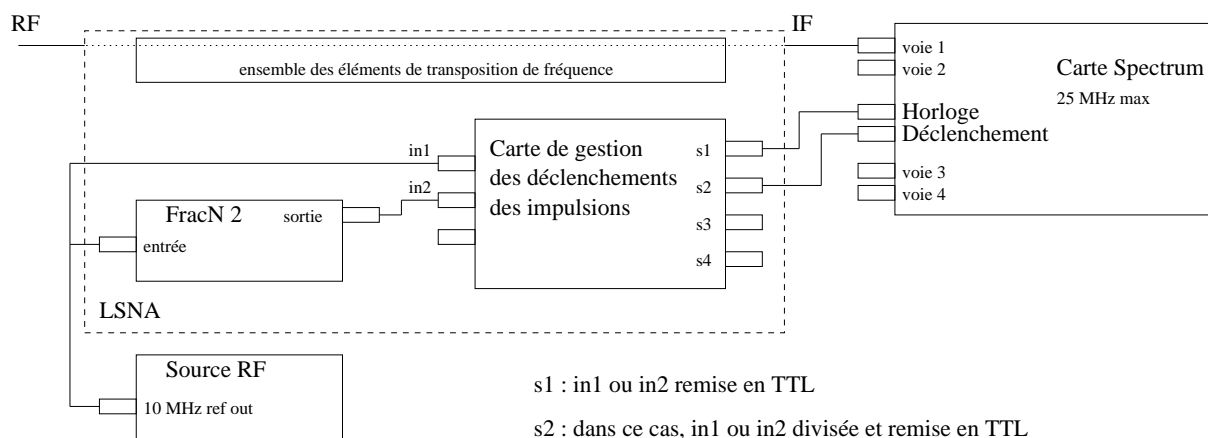


FIG. 3.21 – Montage pour test d'échantillonnage stroboscopique d'un signal IF via le LSNA

Dans un premier temps, la source RF sera en mode CW puis dans un deuxième temps, en mode en impulsions.

Premièrement, la source est en mode continu et les deux figures 3.22 et 3.23 donnent le résultat obtenu pour une acquisition de 8196 points pris huit par huit avec les réglages suivants :

- fréquence RF = 1 GHz
- fréquence FracN1 = 19.6 MHz donc fréquence IF = 400 kHz
- horloge CAN = 12.8 MHz

La principale remarque à propos de ce couple de figures vient du plancher de bruit au niveau spectral. Alors que les CAN seuls ont un plancher d'environ -80 dBm, celui de

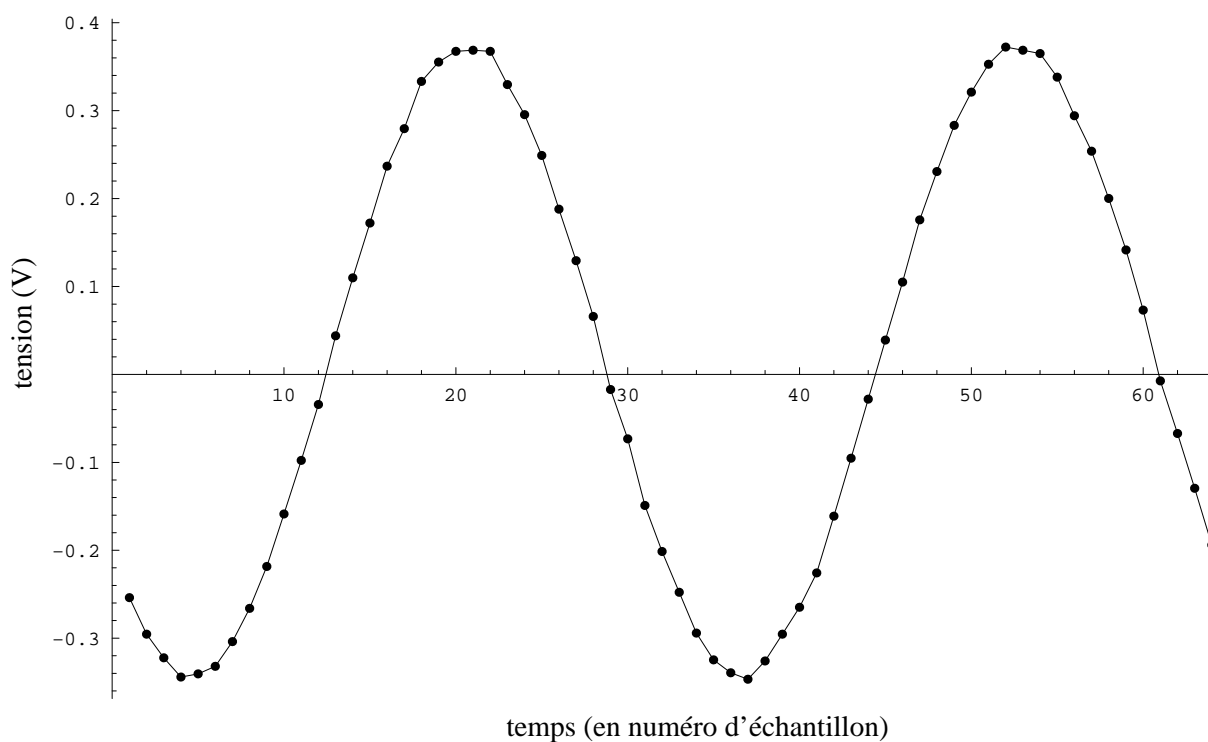


FIG. 3.22 – Sinusoïde CW venant de la source RF

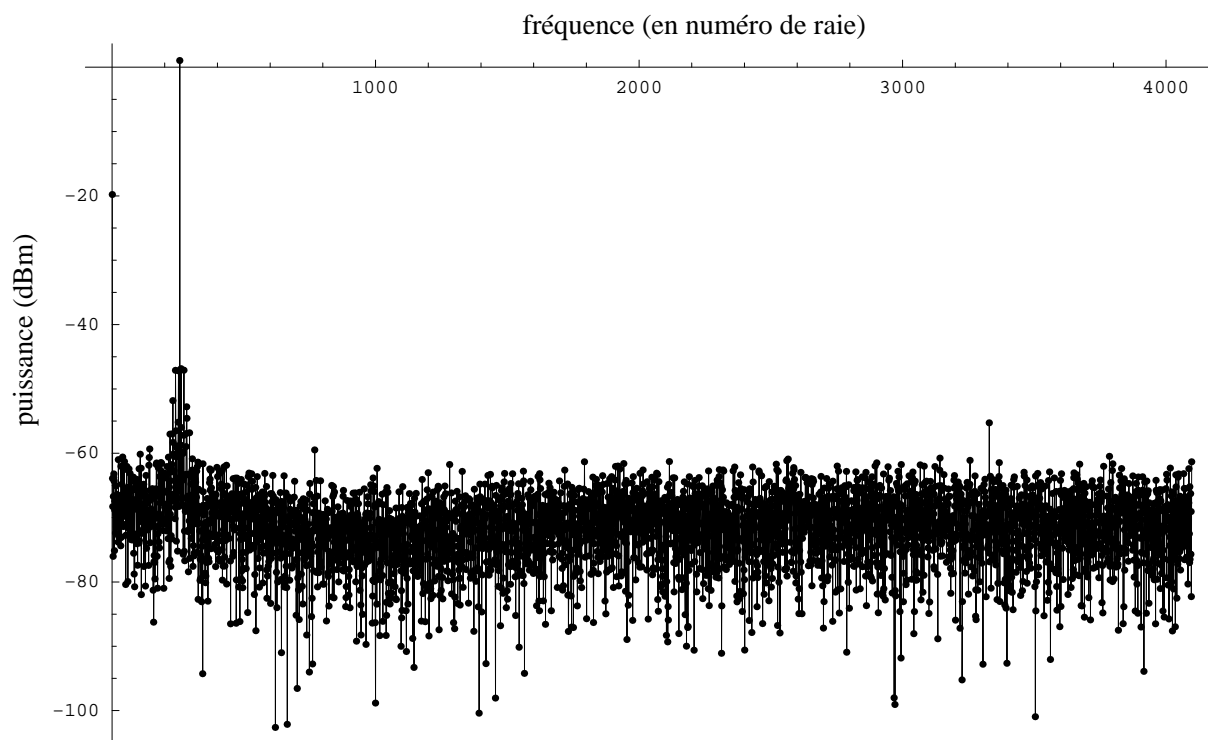


FIG. 3.23 – Spectre d'une sinusoïde CW venant de la source RF

notre LSNA est à environ -60 dBm.

Deuxièmement, la source RF est placée en mode en impulsions. Dans le mode en impulsions, le signal de commande de déclenchement des CAN est également relié à l'entrée externe de déclenchement des impulsions de notre source RF. Voici les réglages du système :

- fréquence RF = 2 GHz
- fréquence FracN1 = 19.6 MHz donc fréquence IF = 800 kHz
- horloge CAN = 12.8 MHz
- durée à l'état d'impulsion : 10 μs
- période de récurrence : 100 μs
- acquisition : 2048 points pris 8 par 8

Les résultats sont exposés sur les figures 3.24 et 3.25. Ils permettent de faire ressortir une caractéristique importante du système : si l'acquisition et la puissance RF sont déclenchées en même temps, les premiers points mesurés tombent dans le temps d'établissement de la fréquence IF en sortie du LSNA et sont donc d'amplitude proche de zéro. Dans la pratique, cela justifie l'ajout de la possibilité de retarder le signal de déclenchement des CAN, ce qui est d'ailleurs très utile pour la mesure de transistors pour attendre l'état stabilisé au cours de l'impulsion de polarisation et de puissance RF.

Pour valider cette hypothèse de délai qui serait fixe pour ce système, voici présentée un autre choix de configuration :

- fréquence RF = 1 GHz
- fréquence FracN1 = 19.6 MHz donc fréquence IF = 400 kHz
- horloge CAN = 12.8 MHz
- durée à l'état d'impulsion : 10 μs
- période de récurrence : 100 μs
- acquisition : 8192 points pris 32 par 32

Les résultats sont présentés sur les figures 3.26 et 3.27.

On constate bien que le délai que représente quatre échantillons faussés est bien identique par rapport au cas précédent. Le nombre d'échantillons est un élément valable de comparaison car entre les deux configurations la fréquence d'échantillonnage est identique.

Comme la carte développée permet d'introduire un délai entre deux sorties avec un pas égal à la période du signal d'entrée qui est ici la période d'échantillonnage, les effets

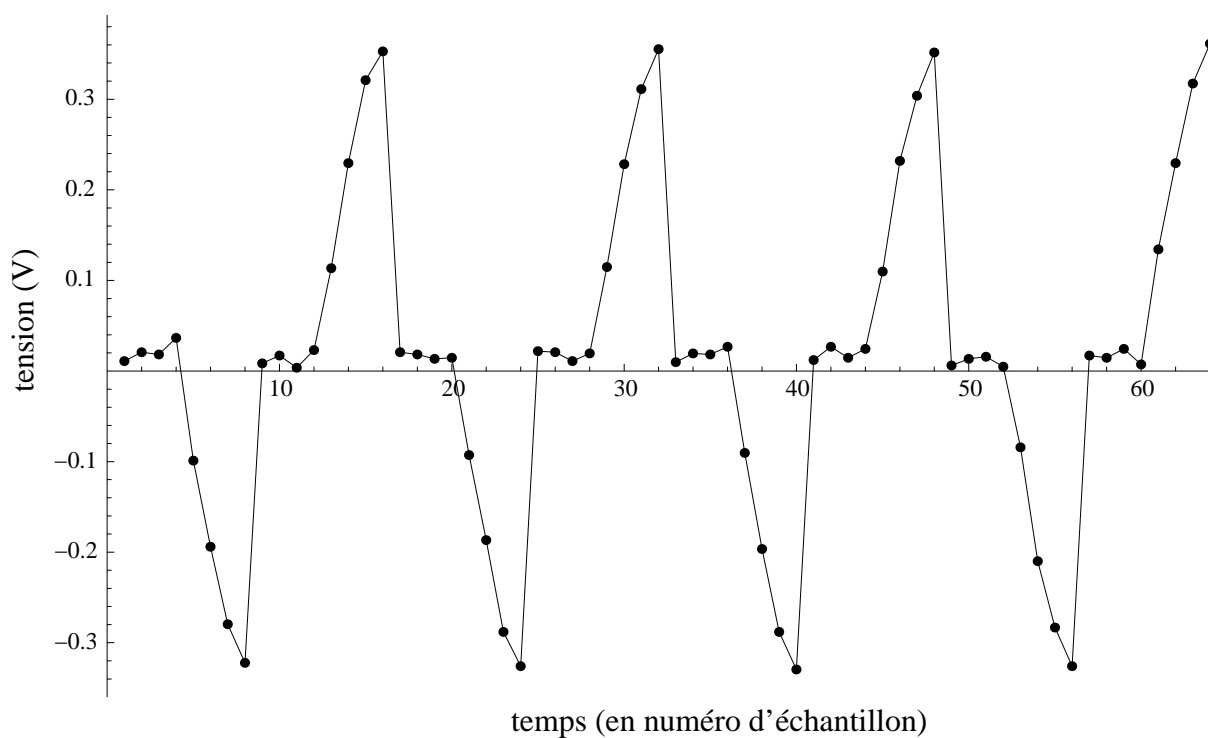


FIG. 3.24 – Sinusoïde en impulsions venant de la source RF

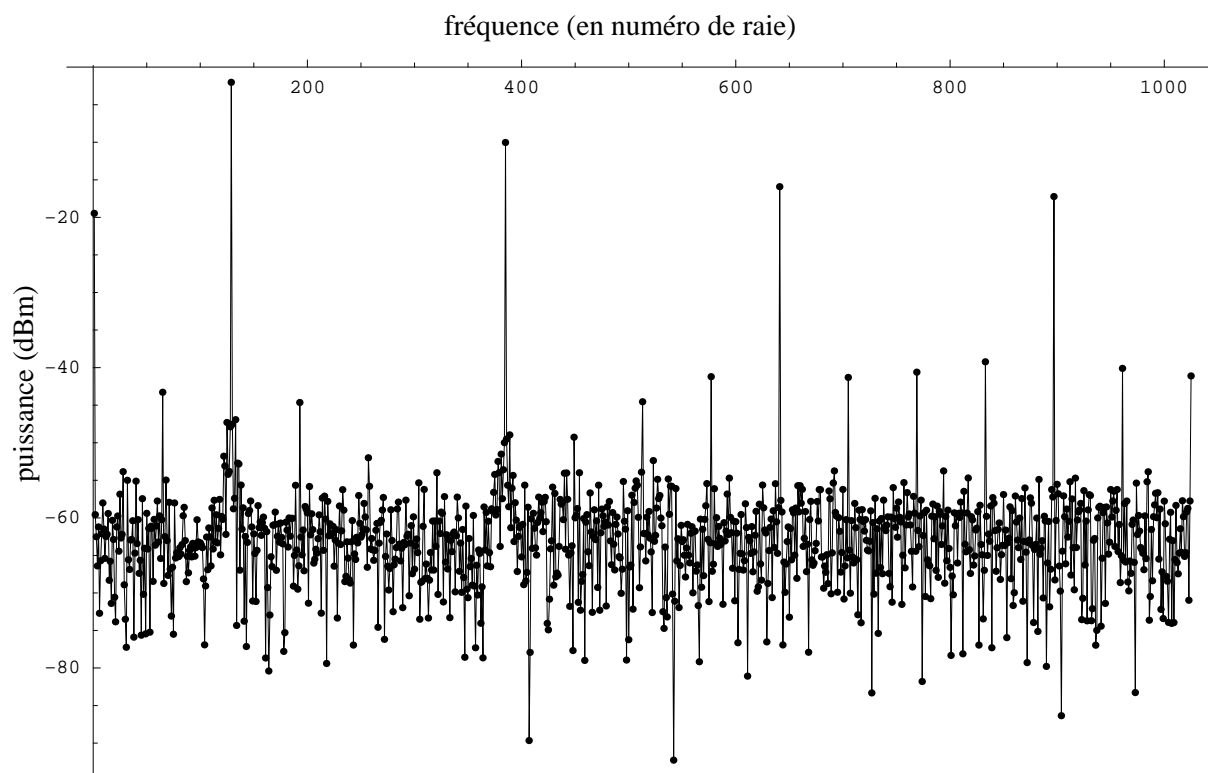


FIG. 3.25 – Spectre d'une sinusoïde en impulsions venant de la source RF

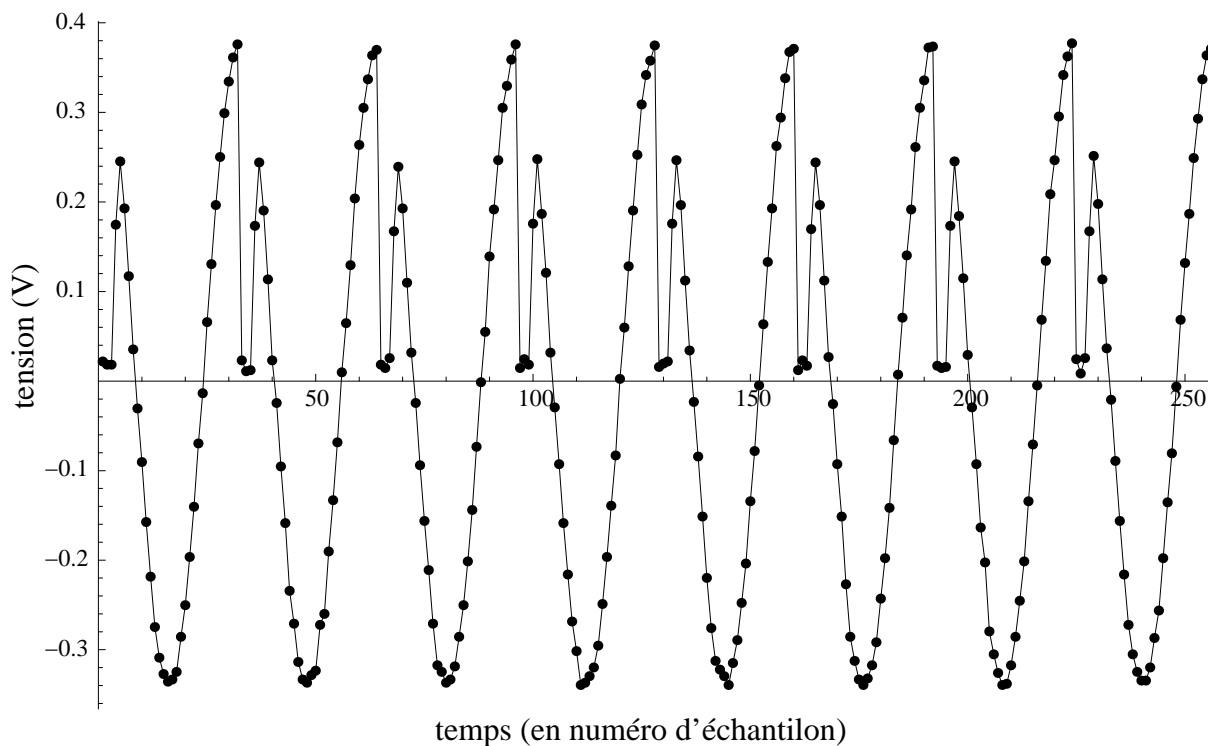


FIG. 3.26 – Sinusoïde en impulsions venant de la source RF dans un deuxième choix de configuration de mesure

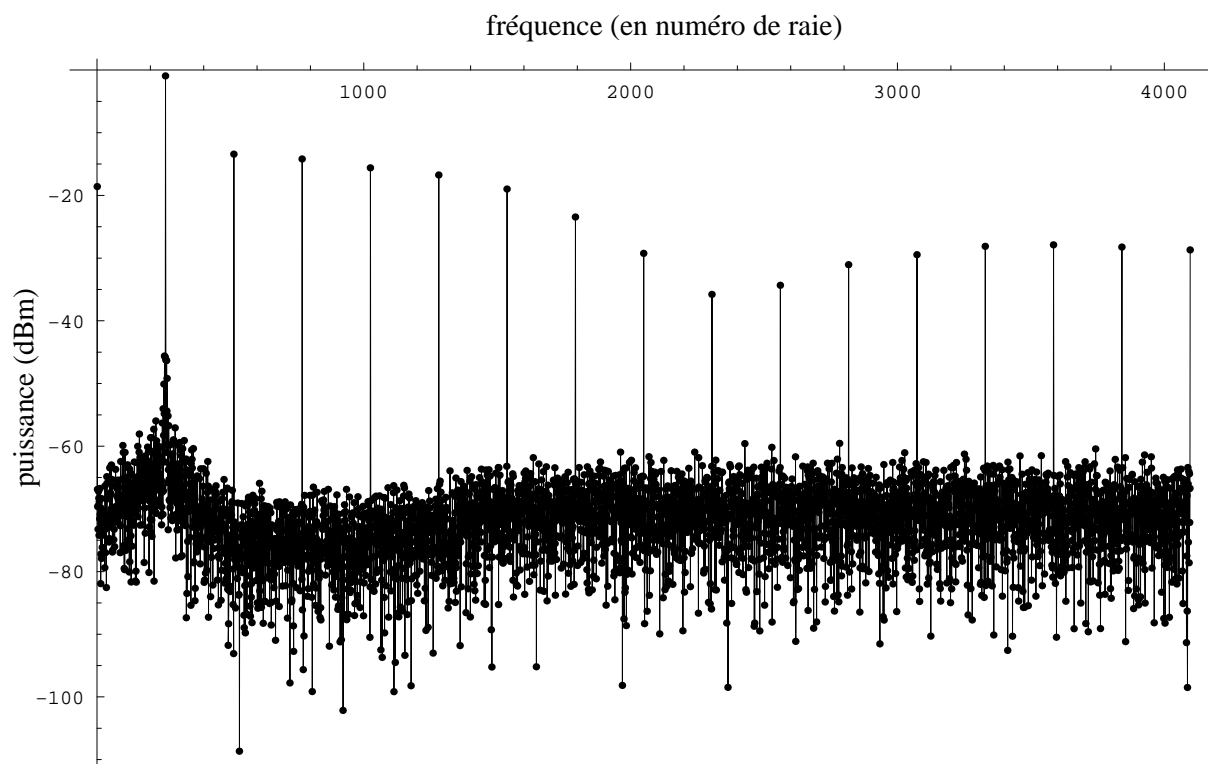


FIG. 3.27 – Spectre d'une sinusoïde en impulsions venant de la source RF dans un deuxième choix de configuration de mesure

vus sur les figures précédentes doivent disparaître en choisissant un délai suffisant pour retarder l'acquisition par rapport au déclenchement de la source RF. Attention toutefois à ne pas tomber dans l'excès inverse et choisir un délai trop grand qui aurait pour conséquence la prise de mesure après l'impulsion.

Paramètres :

- fréquence RF = 1 GHz
- fréquence FracN1 = 19.6 MHz donc fréquence IF = 400 kHz
- horloge CAN = 12.8 MHz
- durée à l'état d'impulsion : 10 μs
- période de récurrence : 100 μs
- acquisition : 8192 points pris 32 par 32
- délai : 64 périodes d'échantillonnage

Les figures 3.28 et 3.29 donnent les résultats avec ce délai rajouté. On constate qu'avec un choix approprié de délai, le phénomène des courbes précédentes disparaît, rendant sûre les mesures effectuées avec une source RF et le LSNA donc mode en impulsions.

3.3.3.4 Autres vérifications

Pour vérifier si cette méthode peut s'appliquer pour ce banc de mesures, il est nécessaire de passer par l'étape de calibrage, effectuée dans tout ce manuscrit en continu, et mesurer des charges connues pour comparer avec les valeurs mesurées en CW. Le calibrage en continu est ici bien adapté même pour la mesure en impulsions, car les valeurs d'amplitudes des signaux ne sont pas dégradées par le mode stroboscopique par rapport à celles mesurées en continu.

Une première mesure est celle des standards de calibrage. Le calibrage entier appliqué, la comparaison des mesures en CW et en impulsions (avec diverses combinaisons de paramètres d'impulsions comme le nombre de points pris dans l'état d'impulsion et la période de récurrence) au niveau des amplitudes et des phases permet de constater si le réarrangement des échantillons ne perturbe pas la correction matricielle. Pour les standards passifs, le comportement doit être identique en CW et en impulsions. En particulier, la comparaison de la mesure de la réponse de la diode SRD de calibrage permet de vérifier à la fois les amplitudes et les phases d'un grand nombre de fréquences harmoniques.

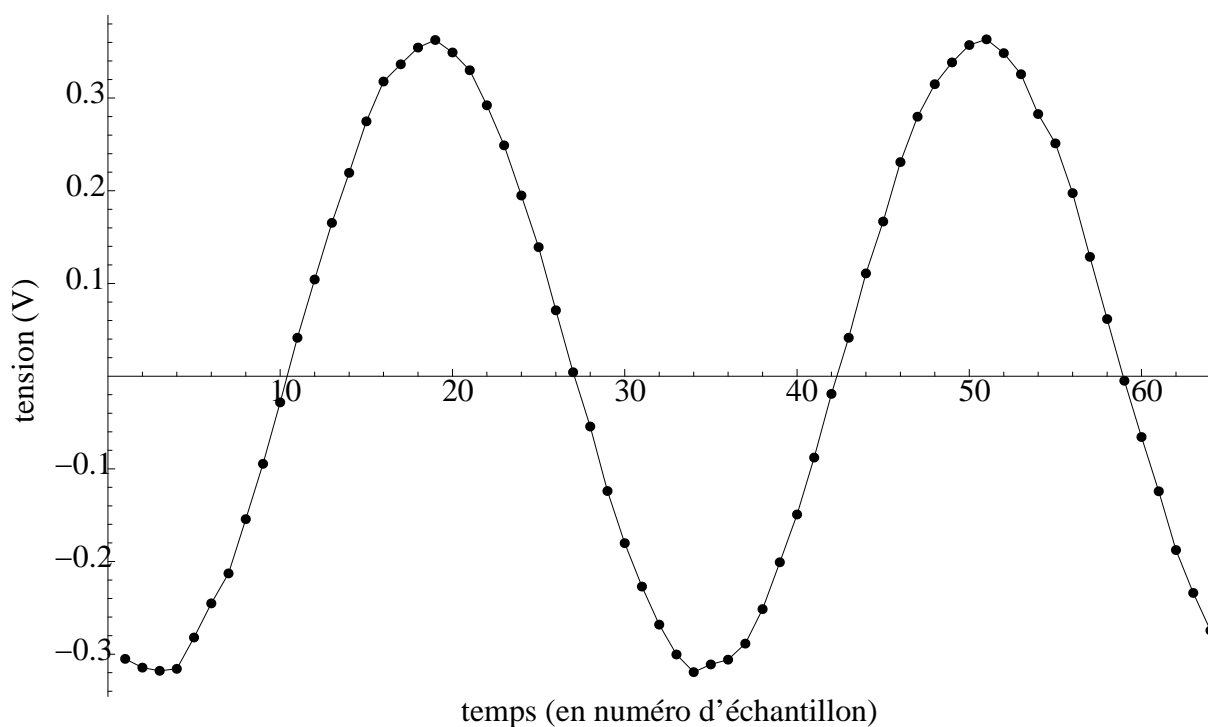


FIG. 3.28 – Sinusoïde en impulsions venant de la source RF avec un retard à l'acquisition

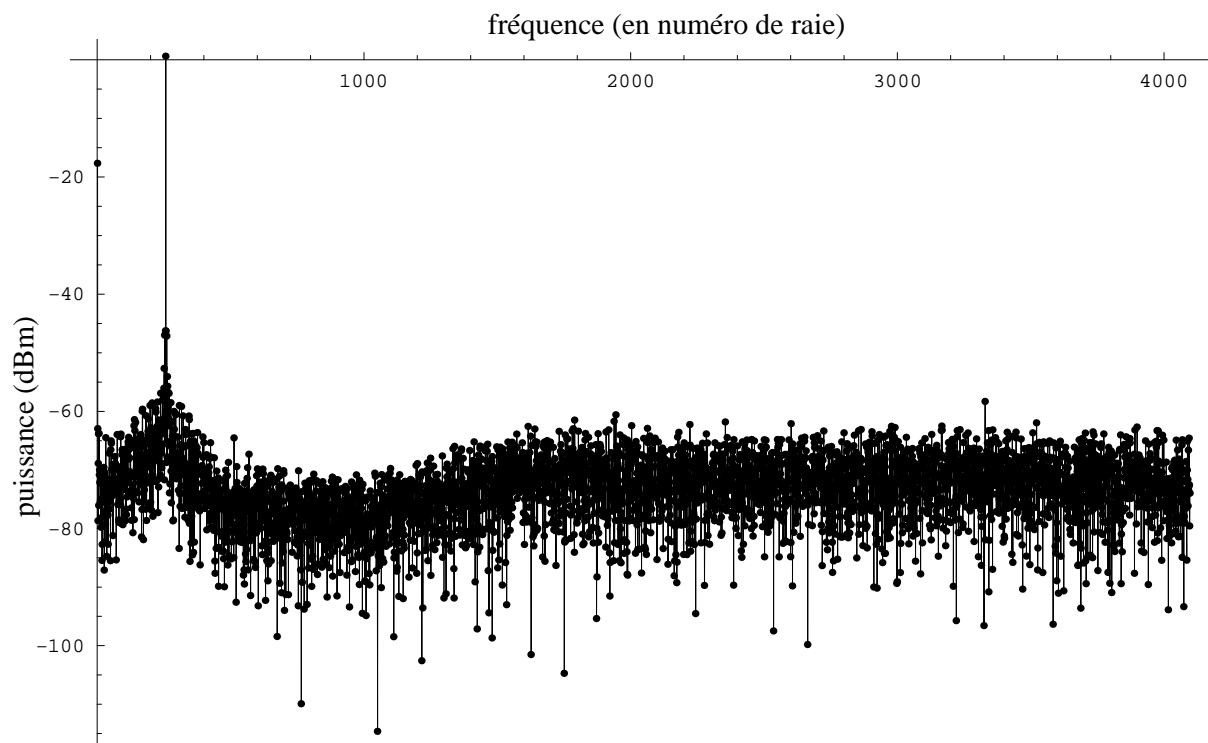


FIG. 3.29 – Spectre d'une sinusoïde en impulsions venant de la source RF avec un retard à l'acquisition

Une deuxième mesure concerne les problèmes éventuels de *jitter* sur une longue durée. Le *jitter* peut être défini de manière simple comme une dérive de phase en fonction du temps. Pour tester l'approche temporelle par rapport à ce point, une solution est de régler la période de récurrence à une forte valeur comme 10 ms et de lancer une mesure sur une ligne avec un grand nombre de points répartis sur le maximum d'impulsions. En comparant cette mesure à une réalisée en CW, on pourra constater si une dérive de phase du système dégrade la mesure.

Ces deux tests ont été réalisés sur le système présenté dans ce manuscrit, les résultats montrent une bonne validité de comparaison entre le mode CW et le mode en impulsions avec l'approche temporelle.

3.4 Évaluation et intérêts de l'approche temporelle stroboscopique

3.4.1 Variation du rapport cyclique et dynamique associée

A la lumière des mises en place et vérifications ci-dessus, la prochaine étape consiste à appliquer la méthode présentée ici à la mesure d'un transistor. C'est ainsi que l'on pourra vraiment discerner si la dynamique de mesure est toujours conservée, ce qui est clairement le principal avantage de la méthode dans le contexte de la mesure de formes d'ondes temporelles.

Il faut maintenant vérifier la qualité des mesures en impulsions aux fréquences harmoniques. Prenons l'exemple d'une mesure de transistor dont les puissances de quatre fréquences harmoniques considérées vont jusqu'à environ 30 dB au-dessous du niveau maximal de puissance à la fréquence fondamentale, 30 dBm.

Hypothèses de valeurs prises en compte :

- dynamique = 60 dB
- puissance à la saturation à $f_0 = 32$ dBm
- puissance à la saturation à $2 \cdot f_0 = 13$ dBm
- puissance à la saturation à $3 \cdot f_0 = 20$ dBm
- puissance à la saturation à $4 \cdot f_0 = 0$ dBm
- puissance à la saturation à $5 \cdot f_0 = 10$ dBm

Le tableau 3.2 présente la capacité à mesurer les fréquences considérées avec la méthode

fréquentielle bande étroite.

α (%)	dynamique disponible (dB)	plancher de détection (dBm)	f_0	$2 \cdot f_0$	$3 \cdot f_0$	$4 \cdot f_0$	$5 \cdot f_0$
1	60	-30	oui	oui	oui	oui	oui
0.1	40	-10	oui	oui	oui	oui	oui
0.01	20	10	oui	oui	oui	non	?
0.001	0	30	oui	non	non	non	non
0.0001	?	?	non	non	non	non	non

TAB. 3.2 – possibilités de mesures d’un transistor pour une dynamique de 60 dB et cinq fréquences à mesurer

D’après les éléments du tableau 3.2, les formes d’ondes temporelles mesurées avec les méthodes fréquentielles n’auraient plus aucun sens dès que le rapport cyclique atteindrait 0.001. Avec ces mêmes valeurs, le paragraphe suivant présente des mesures grand signal de transistor avec l’approche temporelle, pour vérifier si la dynamique est bien conservée.

3.4.2 Mesures RF de puissance pour différents rapports cycliques

L’intérêt de l’approche temporelle de mesures en impulsions consiste donc à :

- appliquer des impulsions courtes, de durée à l’état d’impulsion inférieure à $5 \mu s$,
- avec des α très faibles,
- tout en gardant toute la dynamique de mesure du système.

3.4.2.1 Les chemins de commandes du banc de mesure adapté à la mesure en mode stroboscopique

Le câblage des commandes d’impulsions pour la banc de XLIM à Brive est donné à la figure 3.30. Le LSNA envoie la fréquence d’échantillonnage aux CAN, un “ t_0 ” de déclenchement à l’oscilloscope, à la source RF et aux alimentations de grille et de drain, et un déclenchement décalé aux CAN. Il s’agit du câblage générique à partir du LSNA qui gère le mode en impulsions, câblage qui est adaptable selon les mesures à effectuer.

3.4.2.2 Mesures d’un transistor de puissance

L’aptitude de la méthode stroboscopique à mesurer des transistors micro-ondes de puissance est vérifiée par les mesures de cette partie. Le transistor choisi et les conditions de mesures sont détaillés ci-dessous :

- HEMT AlGaIn/GaN Tiger de $400 \mu m$ de développement de grille

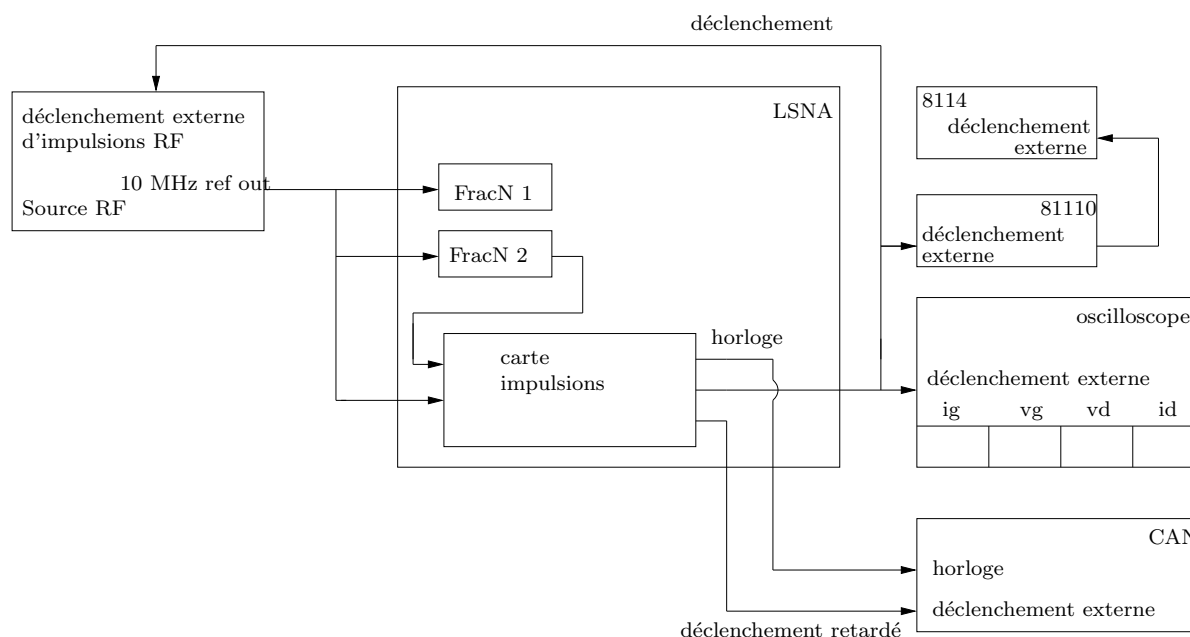


FIG. 3.30 – Câblage des commandes pour la gestion des impulsions sur tous les appareils du banc

- fréquence fondamentale à 3 GHz, quatre fréquences harmoniques supplémentaires mesurées
- tension de drain fixée à 25 V
- impédance de sortie (ne correspond pas à un optimum d'un quelconque critère électrique) : $(176+j.47) \Omega$

Comme l'objet de cette mesure est de vérifier le principe stroboscopique, la polarisation du transistor a été volontairement laissée en mode continu, alors que la puissance RF est en impulsions. La durée de l'état d'impulsion est de $1 \mu s$ dans tous les cas, et la période de récurrence prend les valeurs successives :

- $12 \mu s$
- $100 \mu s$
- $1000 \mu s$
- $10000 \mu s$

soit un rapport cyclique qui descend jusqu'à 0.0001 ou 0.01%.

Les différentes figures 3.31, 3.32, 3.33, 3.34 et 3.35 permettent de conclure sur la perte ou non de dynamique de mesure en fonction du rapport cyclique [131].

La figure 3.31 montre la courbe puissance de sortie en fonction de la puissance

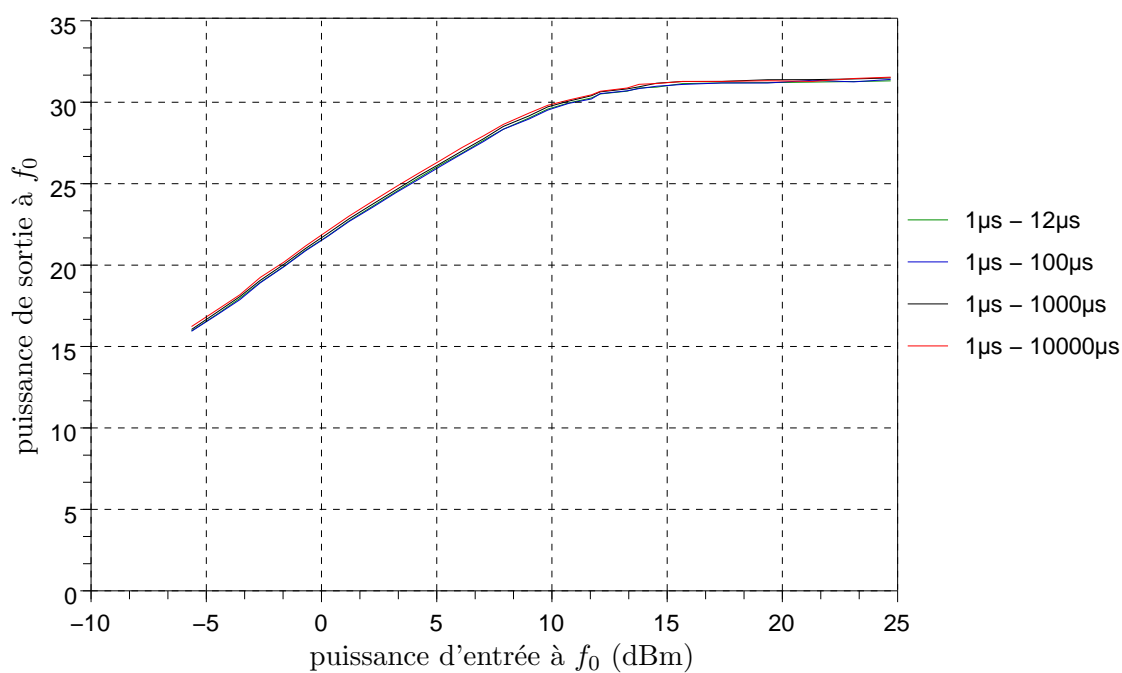


FIG. 3.31 – Mesure de la puissance à f_0 pour différents rapports cycliques

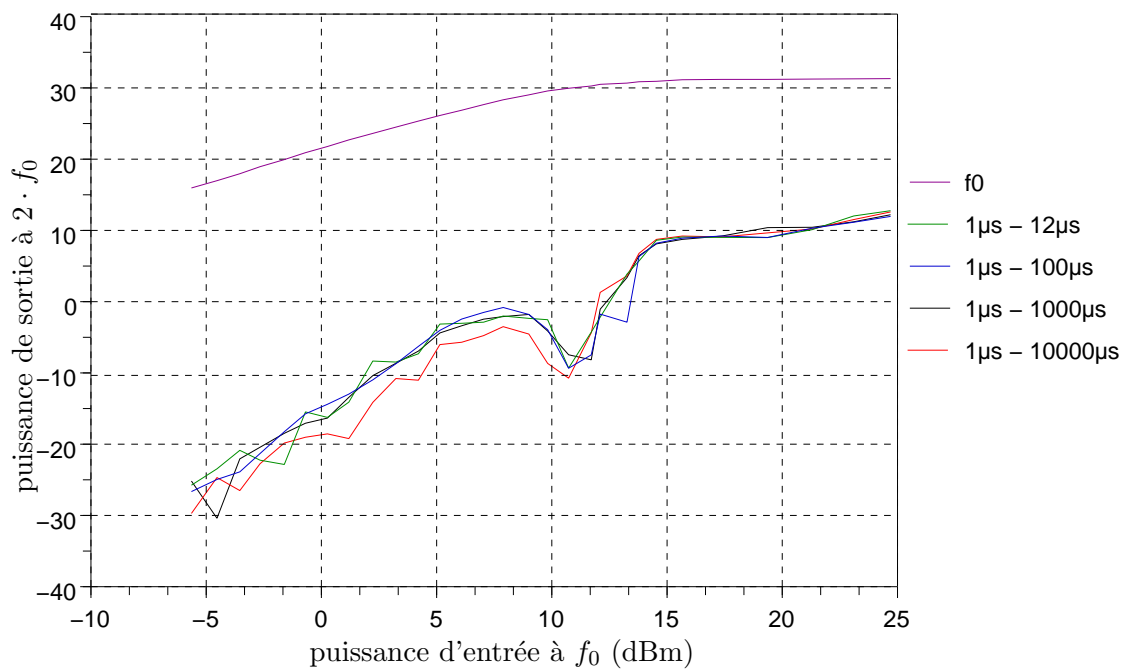


FIG. 3.32 – Mesure de la puissance à $2 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques

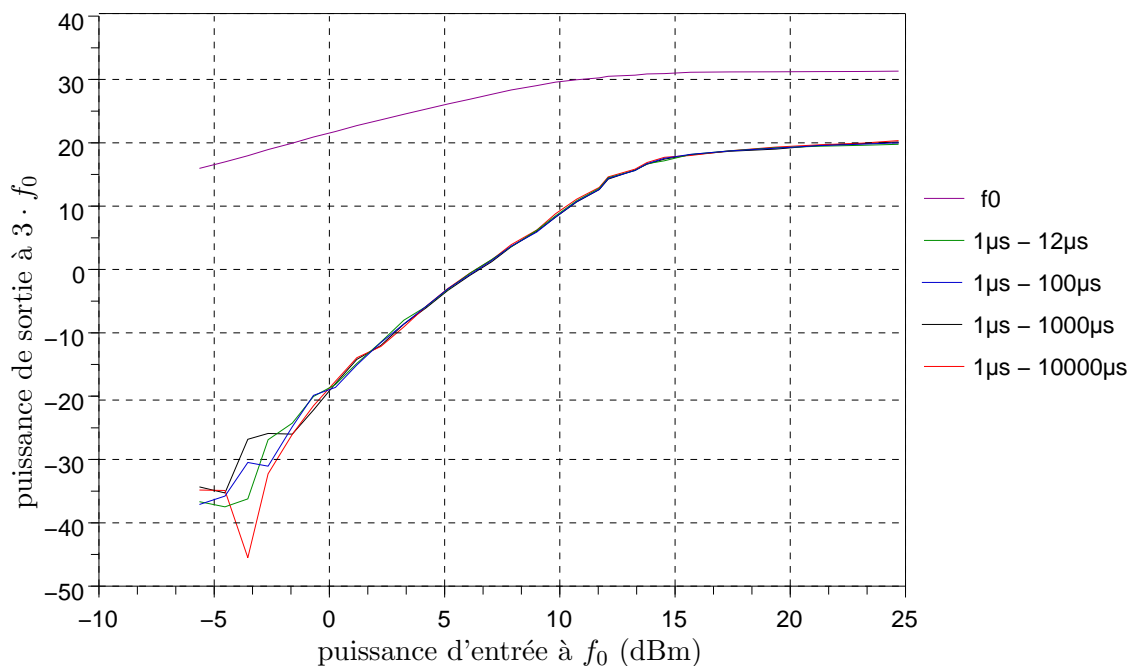


FIG. 3.33 – Mesure de la puissance à $3 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques

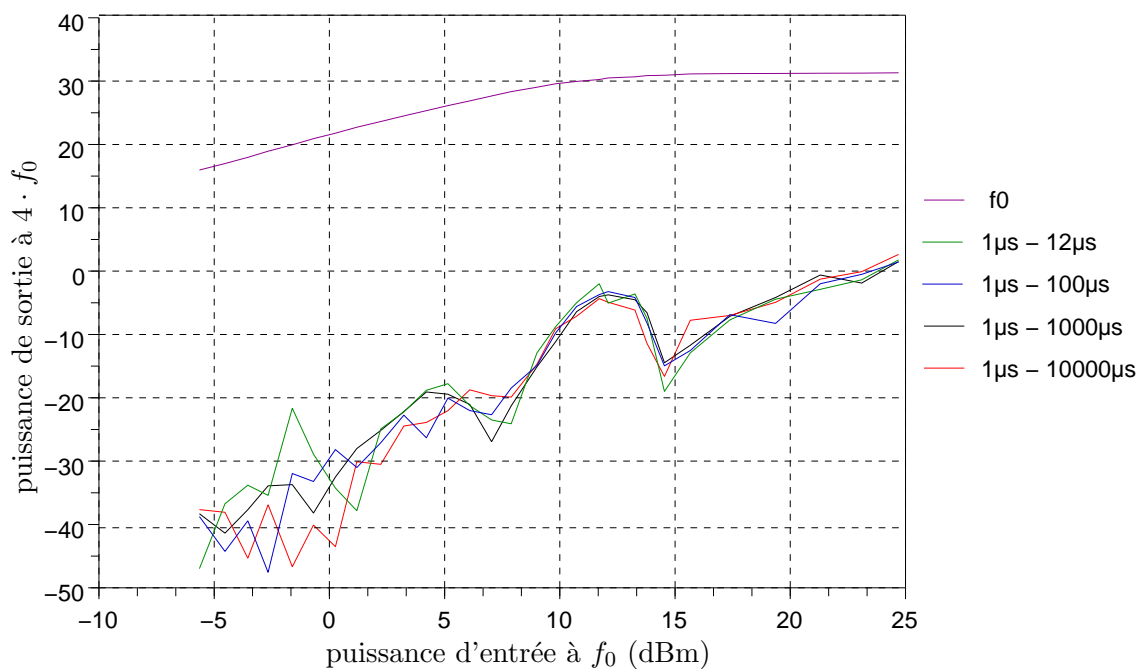


FIG. 3.34 – Mesure de la puissance à $4 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques

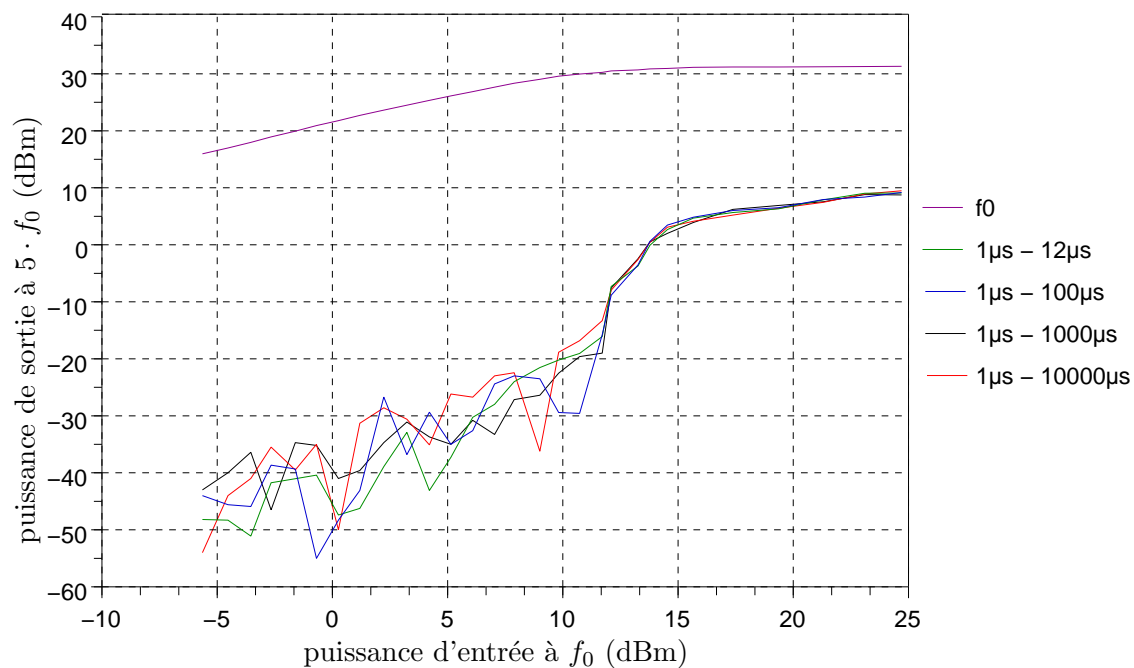


FIG. 3.35 – Mesure de la puissance à $5 \cdot f_0$ pour différents rapports cycliques

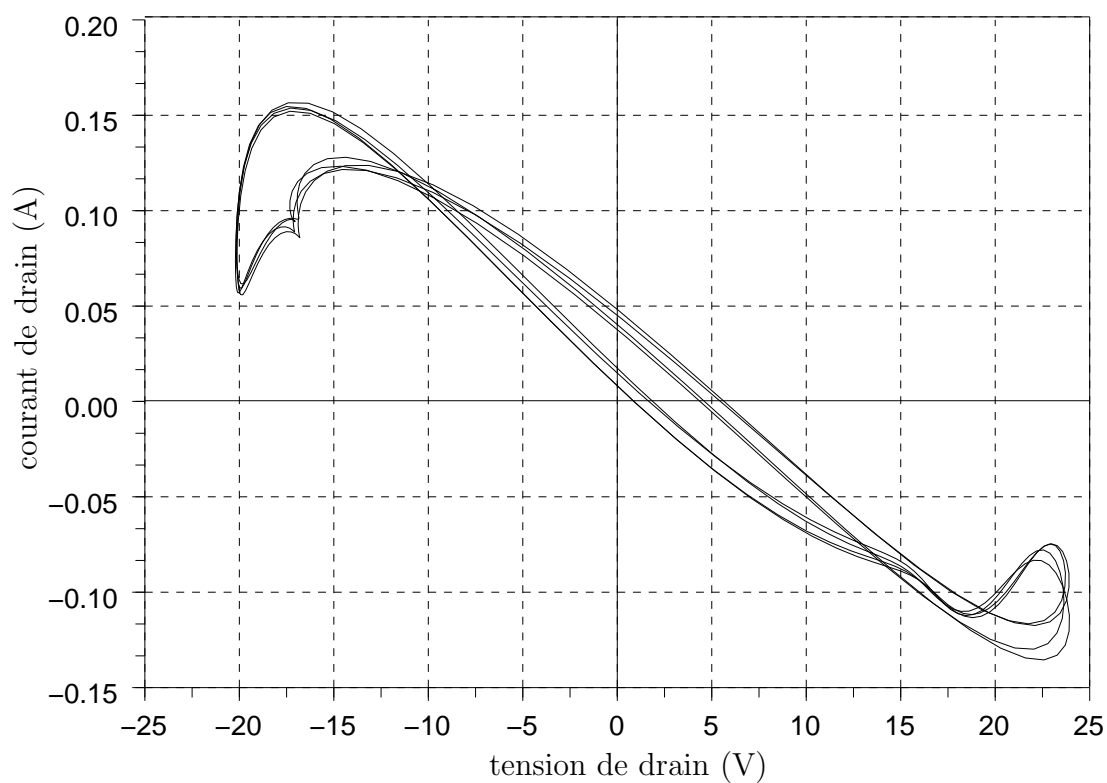


FIG. 3.36 – Mesure de cycles de charge pour un même point de puissance d'entrée pour différents rapports cycliques

d'entrée à f_0 pour chaque durée et récurrence données plus haut. Cette figure montre que pour ce transistor et dans cette configuration de mesure, cette courbe est inchangée. Elle couvre pourtant près de 15 dB de dynamique en puissance de sortie, mais même pour les puissances les plus faibles, aucun bruit de mesure n'apparaît.

A partir de ce constat et pour les mêmes configurations de mesure, les courbes 3.32, 3.33, 3.34 et 3.35 prennent comme point de repère une courbe de puissance à f_0 et donnent sur les mêmes graphiques les puissances aux différentes fréquences harmoniques en fonction de la puissance d'entrée à f_0 et pour les différents rapports cycliques. La puissance dans la région de saturation pour toutes ces fréquences est bien mesurée pour chaque rapport cyclique. La conclusion de ces graphes est que la dynamique de mesure est bien conservée même avec des rapports cycliques qui entraîneraient des pertes de dynamique de 80 dB avec une méthode de détection bande étroite.

Une deuxième vérification est la mesure de phase, soit la recombinaison des fréquences harmoniques mesurées, pour vérifier si cette mesure est toujours possible quand α atteint 0.0001. La figure 3.36 permet de constater que les cycles sont bien reconstitués.

3.4.3 Conclusion sur l'approche temporelle

L'approche temporelle stroboscopique pour la mesure en mode en impulsions a des avantages prouvés en terme de conservation de dynamique même en mesurant avec des rapports cycliques très faibles par rapport à la méthode bande étroite. Elle permet également de ne pas être limité par les durées à l'état d'impulsion minimales de la méthode large bande. Par contre, les paramètres du LSNA sont tous à déterminer en externe, ce qui nécessite de disposer d'un accès aux commandes des synthétiseurs de précision et aux paramètres de la FFT. Elle nécessite également une carte électronique à implanter dans le LSNA.

De plus, le temps de mesure est plus long et même si les points de mesure dans l'impulsion peuvent être réglés au cours de celle-ci, le transistor peut changer d'état au cours de la mesure. Toutefois, les formes d'ondes temporelles peuvent être tout de même mesurées pour α à 0.0001, alors que la méthode bande étroite ne donnerait que du bruit.

3.5 Comparaison de mesures

3.5.1 Description des mesures

Les mesures d'éléments passifs et de standards de calibrage ont pu montrer que les mesures en impulsions permettaient une bonne concordance avec le mode CW. Puis celle d'un transistor a pu prouver la conservation de la dynamique. Une autre étape consiste à comparer deux bancs de mesure de transistors de puissance avec des techniques employées de mesure en impulsion différentes : le banc dit load-pull à XLIM à Limoges construit à partir d'un ARV, et le banc présenté dans ce manuscrit à Brive.

Le transistor utilisé a les caractéristiques suivantes :

- HEMT AlGaIn/GaN Tiger de 2 mm de développement de grille
- fréquence fondamentale à 3 GHz, quatre fréquences harmoniques supplémentaires mesurées pour le banc LSNA
- tension de drain fixée à 25 V continue, courant de drain à 8 mA
- polarisation continue, RF en impulsions $200 \mu s / 1 ms$

La figure 3.37 donne les cycles de charge mesurés pour une puissance d'entrée à f_0 variant de 0 à 31 dBm.

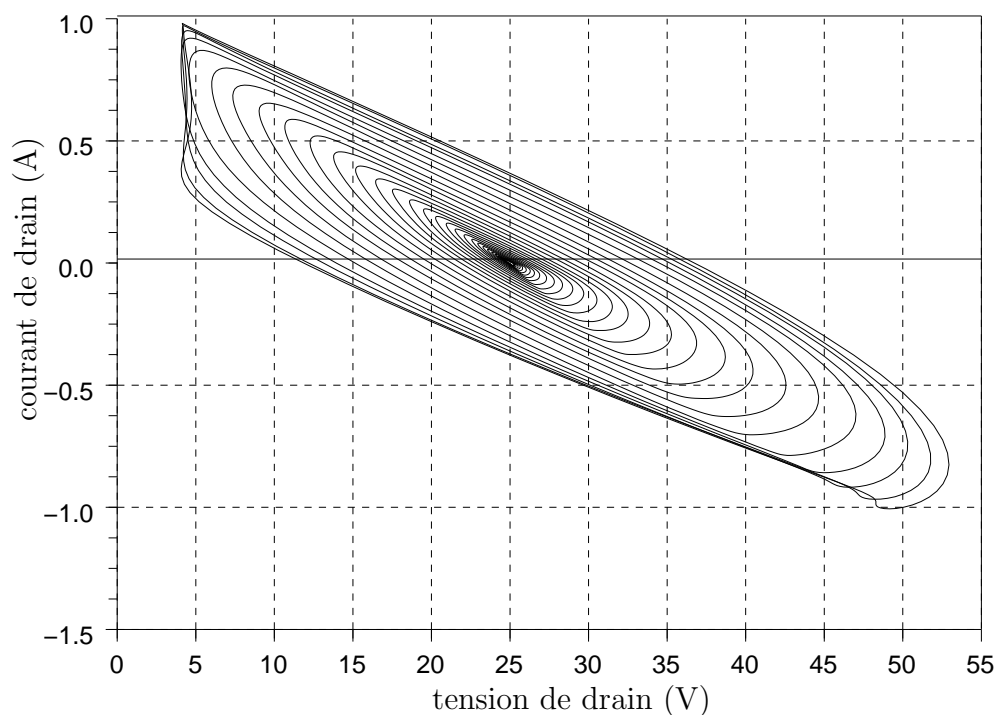


FIG. 3.37 – Mesure d'un transistor de puissance en polarisation continue et RF en impulsions

3.5.2 Comparaison entre deux bancs de puissance

Une fois les formes d'ondes temporelles mesurées, la comparaison a été effectuée avec le banc load-pull de Limoges. Les figures 3.38 et 3.39 donnent respectivement la puissance de sortie à f_0 et le gain en puissance à f_0 pour le domaine de puissances d'entrée à f_0 décrit plus haut.

Les deux figures donnent des courbes différentes, surtout pour les puissances d'entrée les plus basses. Cela vient sans doute du fait que les tensions de polarisation de grille étaient légèrement différentes. D'autre part, la différence de puissance de sortie (à 2 dB de compression : Brive : 41 dBm ; Limoges : 39.5 dBm) et de gain à la compression peuvent être expliqués par le fait que les transistors mesurés étaient différents, les impédances de sortie présentées légèrement différentes.

Toutefois, les mesures permettent de conclure que le banc LPT est adapté pour mesurer des transistors de fortes puissances en impulsions avec l'approche temporelle stroboscopique.

3.6 Conclusion et extensions

La mesure en impulsions pour les composants actifs micro-ondes se révèle particulièrement utile pour reproduire leurs conditions utilisations réelles, ou pour les caractériser le plus finement possible. Ce besoin implique néanmoins de prendre des précautions quant aux procédés de caractérisation.

Le principe de mesure en impulsions avec une approche stroboscopique, à savoir une acquisition répartie dans le temps d'un certain nombre d'échantillons du signal, permet de garder les plus intactes possible les capacités des instruments. En effet, il a été démontré que la dynamique de mesure est conservée même avec le choix de rapports cycliques extrêmement faibles, jusqu'à 0.0001. Par ailleurs, ce principe reste valable pour des impulsions de durée de l'état d'impulsion de l'ordre de 1 μs .

Grâce à l'implantation de la carte de gestion des impulsions dans le LSNA et au deuxième synthétiseur de fréquences dédié à la fréquence CAN également intégré au système, l'ensemble du banc de mesures est désormais synchronisé en impulsions par le LSNA, ce qui permet une cohérence de tous les instruments. Cette centralisation permet d'adapter automatiquement leur déclenchement aux changements d'état du LSNA. De plus, cette carte permet aussi de gérer les trains d'impulsions, ce qui reste une voie à

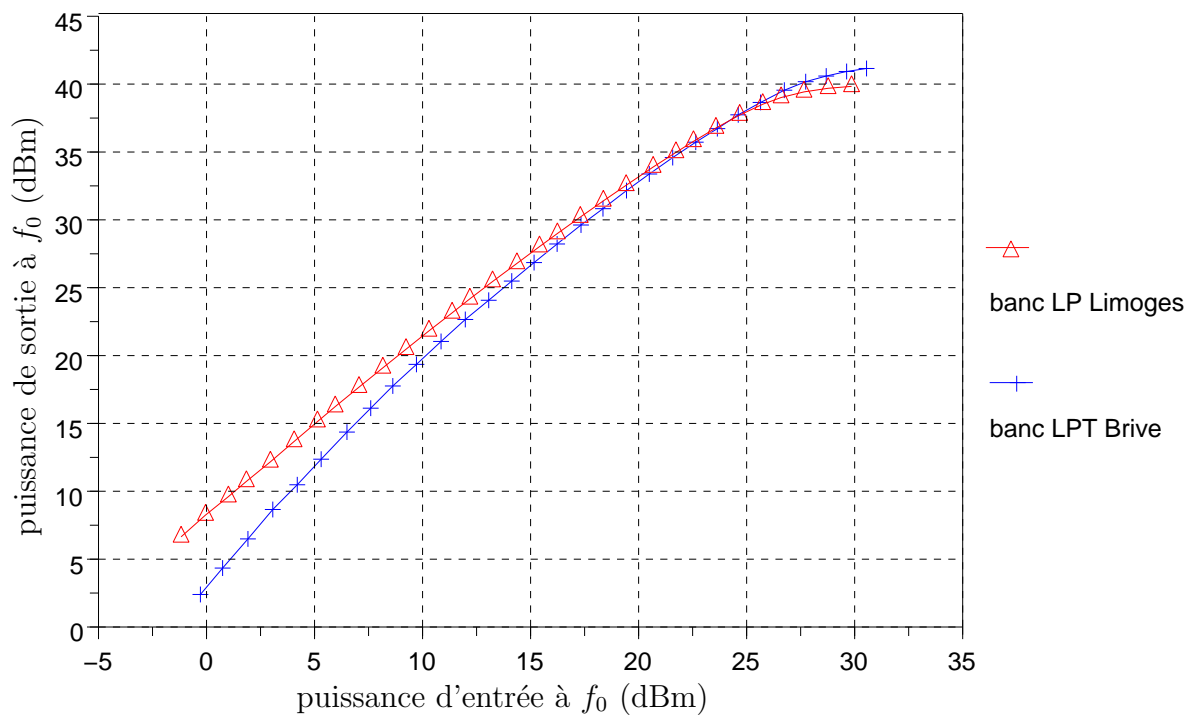


FIG. 3.38 – Comparaison de la puissance de sortie mesurée par deux bancs différents

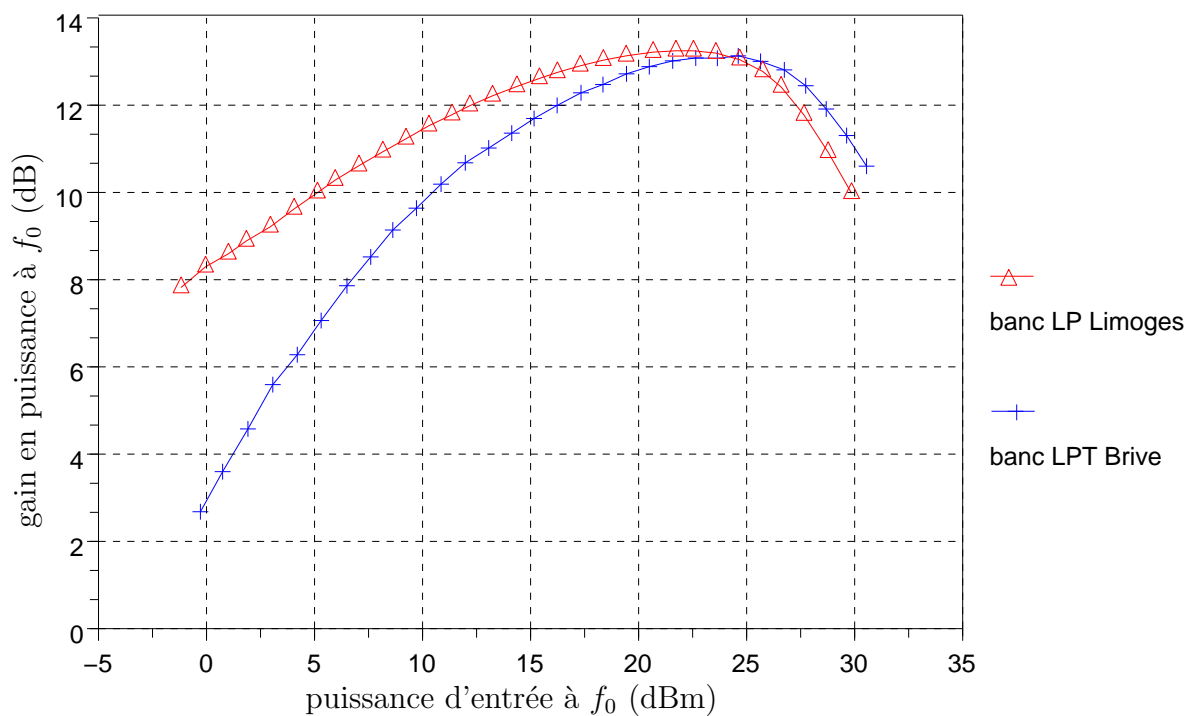


FIG. 3.39 – Comparaison du gain mesuré par deux bancs différents

explorer.

Cette méthode de mesures en impulsions a montré enfin qu'elle pouvait s'appliquer à la mesure de transistors de fortes puissances. Elle permet donc de considérablement élargir le champ d'investigation de ce banc de mesures, et d'envisager une large gamme d'exploration. Cela amène donc à examiner quelques types de mesures qui peuvent être mis en oeuvre avec ce banc de type LPT avec un mode en impulsions à approche temporelle.

Chapitre 4 :

Caractérisation de composants micro-ondes de puissance

4.1 Introduction

Le deuxième chapitre a montré qu'il était possible de mesurer les formes d'ondes temporelles dans un contexte de caractérisation de composants de puissance, et le troisième que ces mesures étaient étendues au mode en impulsions.

Deux objectifs sont à atteindre pour le banc LPT construit : mesurer de fortes puissances pour valider l'organisation et les choix techniques dédiés à cette application, et dans un deuxième temps utiliser l'apport des formes d'ondes temporelles pour augmenter la connaissance du comportement des transistors de puissance. Ces objectifs signifient tout d'abord être capable de placer les composants à tester dans leurs zones limites d'utilisation pour les évaluer en terme d'extremums de tension et de courant, puis de comparer les mesures aux modèles établis en cours de conception. Enfin ce banc doit être capable d'atteindre des niveaux de puissances de sortie de plusieurs dizaines de Watts en bande S, avec la possibilité de mesurer en impulsions et à des combinaisons d'impédances de charge très diverses.

Les paragraphes suivants vont démontrer l'intérêt de la mesure temporelle pour les transistors de puissance micro-ondes avec cinq mesures différentes :

1. mesures des excursions en tension et en courant ;
2. mise en évidence des effets de pièges de drain ;
3. contribution à la vérification de modèles incluant ces effets ;
4. mesures de fortes puissances aux accès de ces transistors ;
5. influence des impédances présentées aux fréquences harmoniques.

Dans tout ce chapitre, les formes d'ondes temporelles sont extrinsèques, donc dans les plans des plots de contact des transistors. Par post-traitement, il est possible dans une deuxième étape de ramener ces mesures dans les plans intrinsèques du transistor, à deux conditions : disposer du modèle des éléments extrinsèques et supposer que les éléments qui composent ce modèle sont invariants.

4.2 Intérêt du cycle de charge pour les excursions en tension et en courant

L'intérêt des mesures des formes d'ondes temporelles aux accès de transistors de puissance aux fréquences micro-ondes est l'accès au cycle de sortie, ou cycle de charge. Les ingénieurs concevant les amplificateurs RF sont très attentifs au cycle de charge dans

leur simulateur. Le cycle d'entrée permet de visualiser rapidement des informations telle que la forme du courant de sortie au niveau de la tension de pincement, et le cycle de sortie donne les performances électriques.

Premièrement, l'évolution du courant de sortie pour une plage de tension de sortie donne beaucoup d'informations, telles que :

- le point de polarisation, la classe de fonctionnement,
- les excursions maximales en tension et en courant en fonction de limites qui peuvent également être mises en évidence sur les réseaux I(V).

Deuxièmement, de ces informations peuvent se déduire directement à travers une simple transformation linéaire à une fréquence donnée les autres informations plus classiques pour évaluer les performances électriques :

- puissance,
- rendement,
- gain

4.2.1 Les excursions en tension et courant

Quand le transistor est mesuré avec des récepteurs classiques, une partie de l'information présente aux accès du transistor est perdue, puisque les puissances, PAE et gain se déduisent des ondes de puissances. Or pour les transistors de puissance, accéder aux excursions des tensions et courants constitue un avantage.

Le transistor mesuré dans l'exemple suivant est un HEMT AlGa_N/Ga_N Tiger, d'un développement de grille de 0.9 mm. La fréquence fondamentale est 4 GHz CW et quatre autres fréquences harmoniques sont mesurées. Il est polarisé à une tension de drain de 25 V. Les figures 4.1 et 4.2, exposent le cycle de charge pour un même domaine de puissances d'entrée à deux impédances de charge différentes. Sur ces dernières, seules les composantes RF des tensions et courants sont présentées. Le but est en effet de comparer le comportement en RF, la variation du courant continu de drain avec l'augmentation de la puissance d'entrée est non représentée.

La première impédance, figure 4.1, donne pour une compression de gain de 3 dB, une puissance de sortie de 35.2 dBm, soit 3.3 W. La deuxième, figure 4.2, donne pour une compression de gain identique, une puissance de sortie de 34.5 dBm, soit 2.8 W.

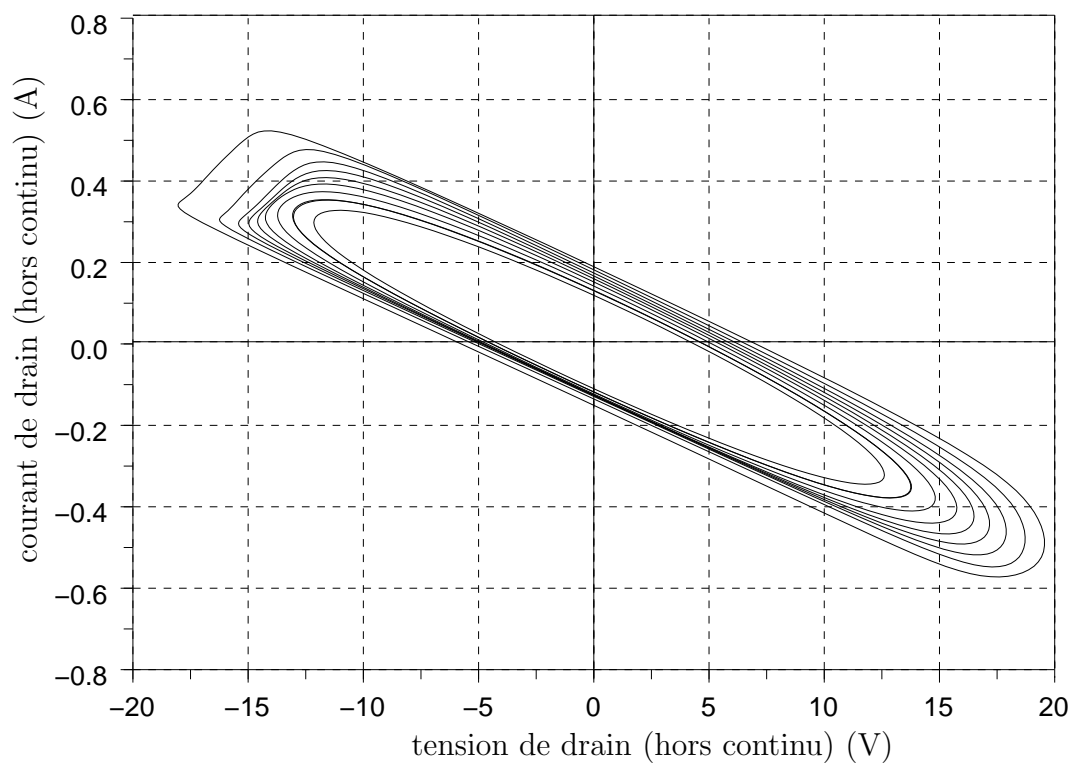


FIG. 4.1 – Mesure à une première impédance

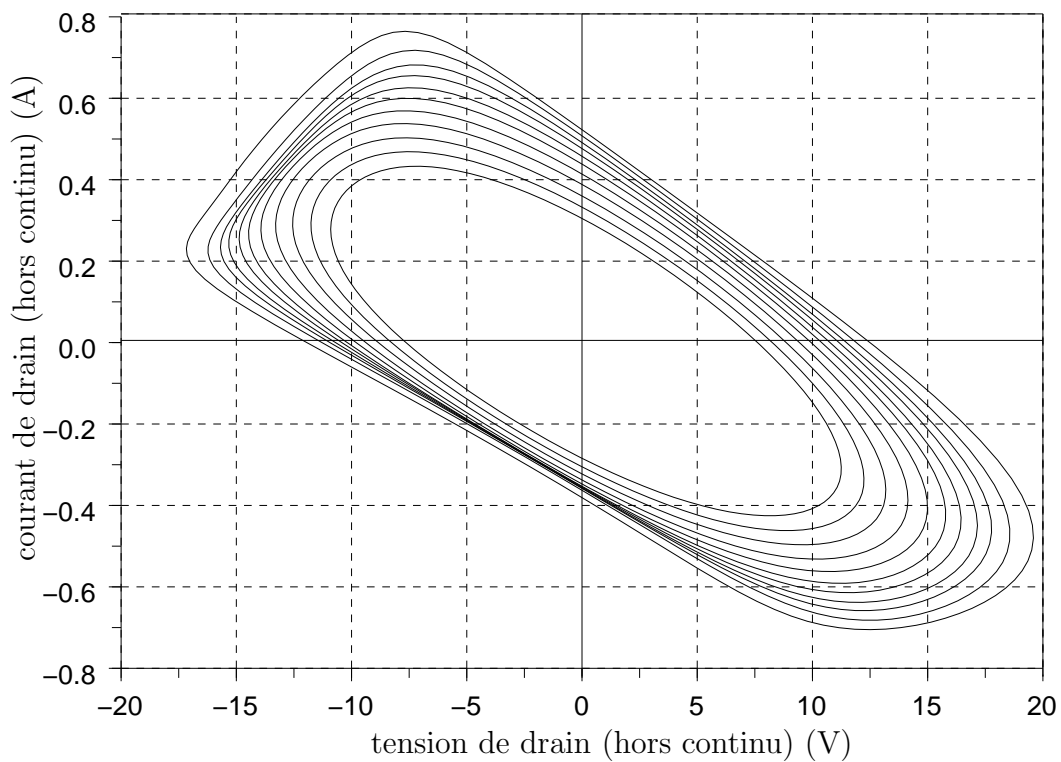


FIG. 4.2 – Mesure à une deuxième impédance

L'excursion en courant pour l'impédance donnant la plus grande puissance de sortie à la fréquence fondamentale est plus faible par rapport à la deuxième impédance. Pour la première impédance, la contribution de toutes les fréquences harmoniques mesurées amènent le courant de sortie à un niveau maximal inférieur à 550 mA hors continu, tandis que pour la deuxième impédance, cette même contribution donne plus de 750 mA.

La différence de courant n'est ici pas négligeable. Pour ce transistor de puissance HEMT AlGaIn/GaN, une impédance de charge qui donne une puissance inférieure à celle maximale n'implique pas forcément des excursions inférieures.

4.2.2 Les limites d'utilisation

Les zones limites d'utilisation d'un transistor peuvent être mesurées grâce à un banc I(V). Le cycle de charge est également un outil pour atteindre ces zones. Avec le banc LPT, ces mesures peuvent être effectuées à de forts niveaux de tension et de courant de sortie.

4.2.2.1 La zone d'avalanche

L'exploration de la zone d'avalanche vient tout naturellement à l'esprit quand on parle de zone limite d'utilisation d'un transistor HEMT [132]. Les méthodes temporelles ont déjà été utilisées pour mesurer celle-ci [133]. En effet, plusieurs avantages ressortent de l'utilisation de cette méthode :

- la polarisation du composant peut être loin de l'avalanche, le passage dans la zone d'avalanche se fait aux fréquences RF et non plus en continu, donc de manière très brève,
- en CW, la zone peut être mesurée en une seule acquisition, à savoir le remplissage d'un tableau d'échantillons,
- si on rajoute le mode en impulsions, le rapport cyclique permet de ne pas mesurer les échantillons d'une seule traite, mais de revenir au point statique sur une partie du temps de récurrence, ce qui limite l'agression subie par le DST.

Ces avantages permettent de réduire le risque de destruction du composant lors de cette mesure. Par exemple, la figure 4.3 montre la comparaison de la mesure et du modèle d'un pHEMT GaAs fabriqué par UMS d'un développement de grille de 1.2 mm avec une longueur de grille de 0.25 μm .

Les courbes claires (ou rouges) sont les cycles de charge mesurés à une fréquence de 2 GHz CW avec neuf autres fréquences harmoniques, pour trois puissances d'entrée différentes et pour la même impédance de charge. Les courbes foncées (ou bleues)

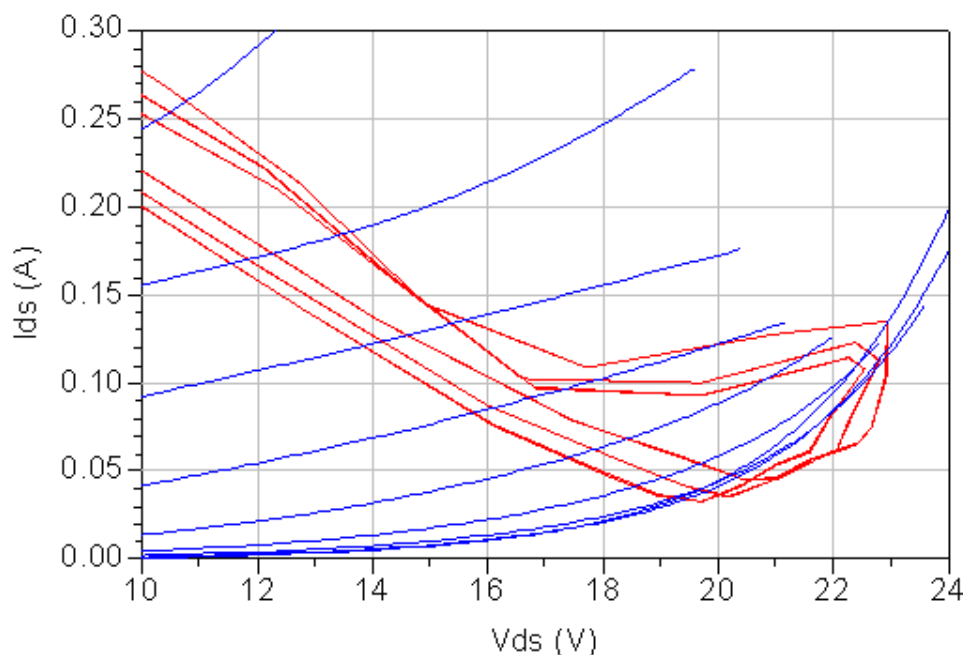


FIG. 4.3 – Comparaison mesure/modèle de la zone d'avalanche

représentent une partie du réseau $I(V)$ de sortie modélisé avec ADS à partir de mesures en impulsions par Charles Teyssandier. Les lieux d'avalanche correspondent bien entre les mesures et le modèle. Le transistor était polarisé à $V_{ds}=12$ V, donc avec une forte marge en tension par rapport à la tension dite d'avalanche, aux alentours de 22 V. De plus, le transistor n'a pas été détruit lors de cette mesure.

4.2.2.2 Le courant de drain maximal

Une autre particularité des réseaux $I(V)$, qui peut être mesurée par le cycle de charge, est présentée sur le même transistor du paragraphe précédent. Elle vient du fait que, sur le transistor HEMT et donc le pHEMT GaAs, le courant de drain atteint un maximum même si la tension V_{GS} de polarisation continue d'augmenter. Ce maximum de courant apparaît sur le cycle de charge, comme en témoigne la figure 4.4 qui donne les cycles obtenus pour un domaine de puissances d'entrée à f_0 , dans les mêmes conditions de polarisation et aux mêmes fréquences.

L'impédance de charge est de $(10+j.10) \Omega$. Par contre, pour obtenir une telle courbe, la compression de gain en puissance doit être suffisante pour obtenir la présence de suffisamment de puissance aux fréquences harmoniques. Pour cette mesure, la compression dépasse 10 dB. Cette figure montre un courant maximal de 200 mA, ce qui montre que l'augmentation de la tension de grille en polarisation n'amènera pas de courant de drain supérieur à cette limite.

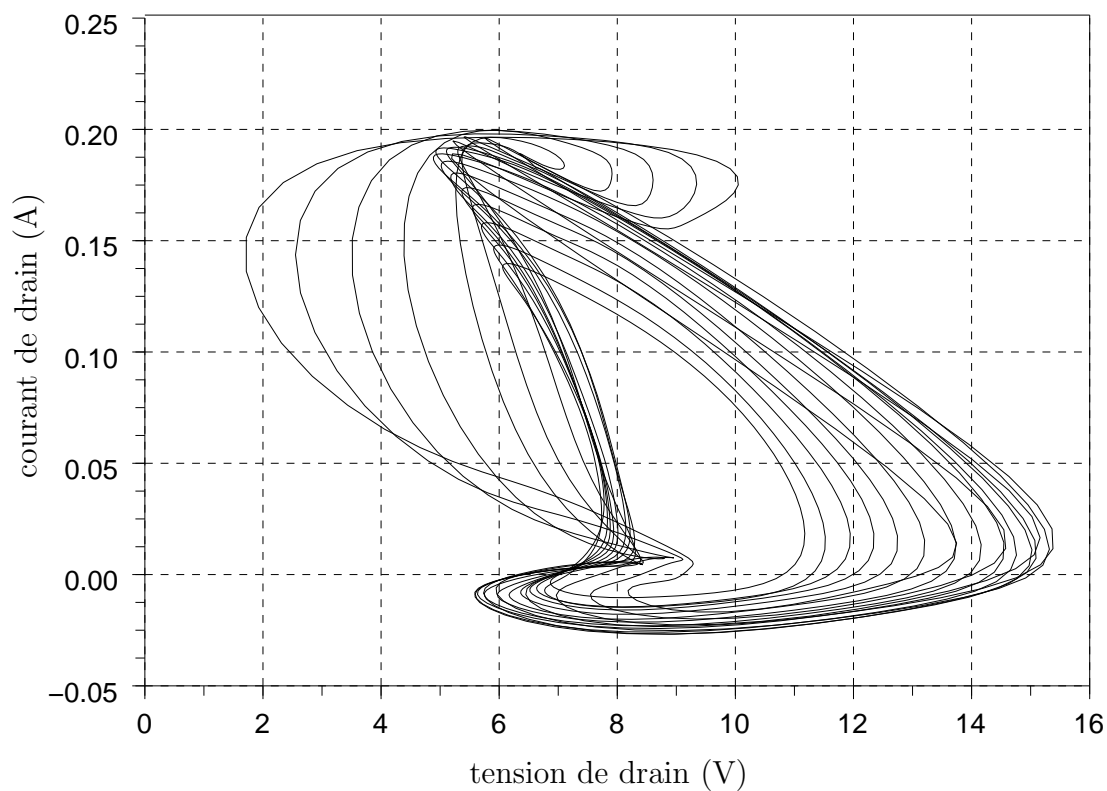


FIG. 4.4 – Mesure d’un cycle de charge pour quantifier le maximum de courant de drain

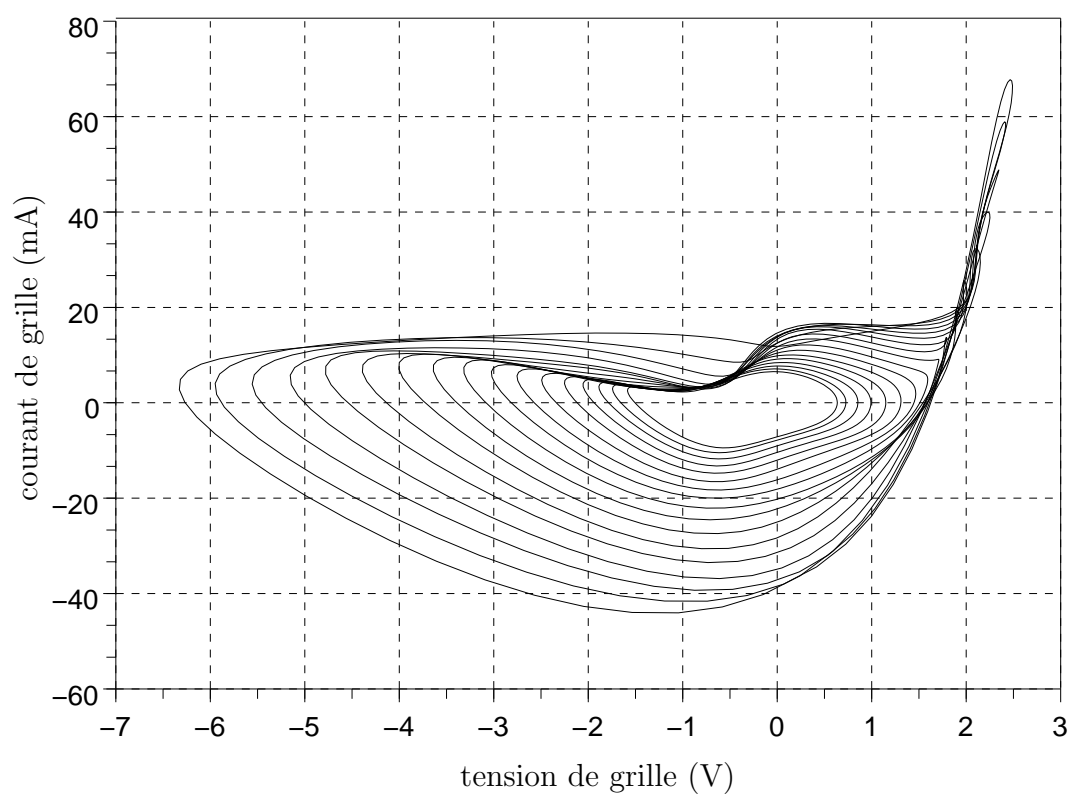


FIG. 4.5 – Mesure du cycle d’entrée et mise en évidence de l’augmentation du courant de grille

Par contre, cette augmentation de la puissance d'entrée entraîne l'augmentation des courants continus de grille et de drain. L'intérêt de mesurer le cycle d'entrée est que l'on voit alors l'évolution du courant de grille, pour faire attention à ne pas détruire le transistor. La figure 4.5 donne pour le même domaine de puissances d'entrée que pour la figure 4.4.

On constate à l'évidence l'augmentation du courant de grille quand la tension de grille reconstituée avec l'apport des fréquences harmoniques atteint son maximum.

4.2.2.3 Les mesures pour atteindre plusieurs zones simultanément

Le cycle de charge est également utile pour mesurer la tension de coude d'un transistor HEMT. Mais dans certaines configurations d'impédance de charge et de puissance, cette courbe permet d'observer à la fois la tension de coude, limite basse de l'excursion en tension de drain, et la zone d'avalanche, limite haute. Cette double information donne l'excursion totale disponible à une impédance fixée, dans une configuration d'excitation donnée, à savoir CW ou des impulsions de durées définies. Dans le cas d'impulsions, il est nécessaire de connaître également le niveau de tension de drain quand la puissance RF est désactivée (voir paragraphe suivant).

La figure 4.6 [134] montre la mesure d'un HEMT AlGaIn/GaN Tiger de 0.3 mm de développement de grille dont voici la configuration de mesure :

- fréquence fondamentale : 4 GHz CW ;
- nombre de fréquences harmoniques supplémentaires : 4 ;
- point de polarisation statique : $V_{GS} = -4.5 V$, $V_{DS} = 43 V$, classe AB ;
- impédance de charge : $Z_{charge} = (174 + j \cdot 50) \Omega$;

Cette figure montre bien cette excursion en tension de sortie, de 6 à 80 V. Cette mesure permet d'avoir une idée précise de la puissance que l'on peut extraire du composant en question. Cette mesure peut de plus apporter des éléments pour anticiper une éventuelle dégradation des performances.

4.2.2.4 Conclusion

Le cycle de charge obtenu à partir des formes d'ondes temporelles permet donc d'obtenir des informations sur les limites d'utilisation des transistors. La fiabilité du composant peut être partiellement étudiée dans des conditions de polarisation et d'impédances fixées. En effet, on vérifie que la puissance d'entrée imposée ne donne pas

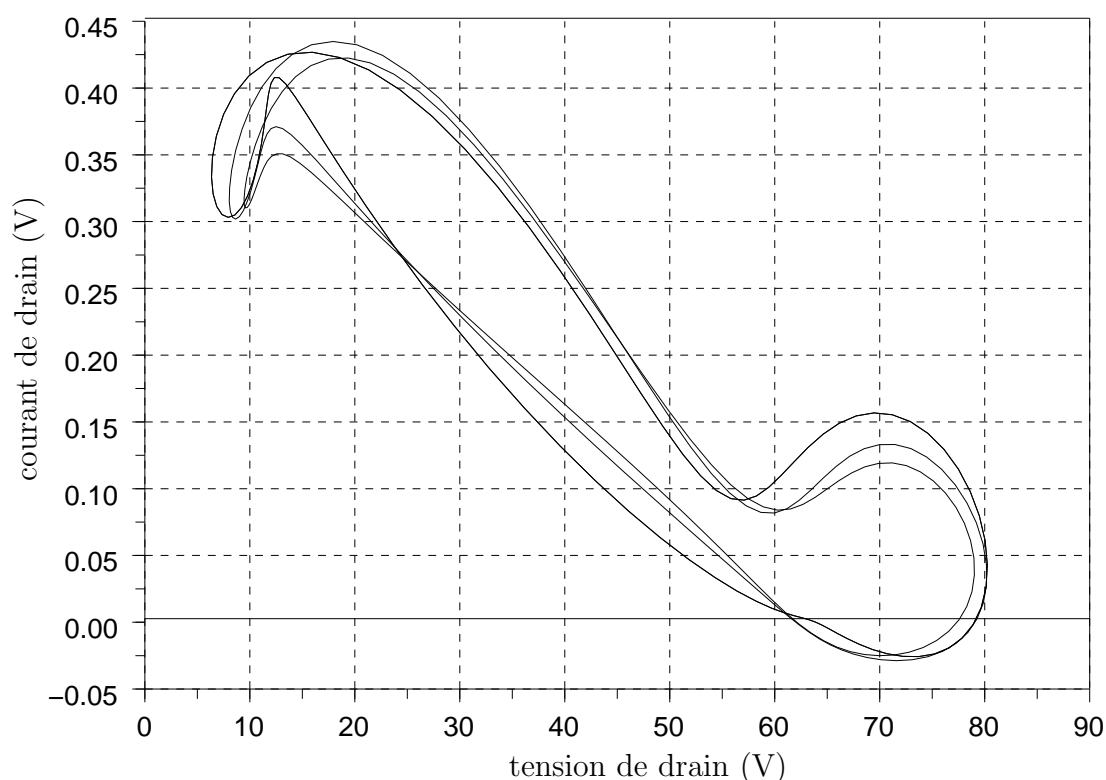


FIG. 4.6 – Mesure d'un cycle de charge avec capture de la zone de coude et celle d'avalanche

un cycle de charge qui pénètre dans la zone d'avalanche. De plus, le mode en impulsions limite les risques de destruction des composants.

Ce banc est capable de fournir le cycle de charge, donc la tension de coude, dans le mode continu. Ces mêmes mesures peuvent être effectuées en mode en impulsions.

4.3 La contribution à la caractérisation des pièges de drain

Le chapitre premier a montré que la littérature explique les différences de tension de coude observées pour différentes tensions de polarisation hors impulsion. La principale raison avancée est les effets de pièges au sein du transistor [11].

Les mesures des tensions de coude sont extraites le plus souvent des mesures des réseaux $I(V)$ [2]. Des mesures avec un LSNA ont déjà montré une application du cycle de charge pour la visualisation de la tension de coude [126]. Elles ont été réalisées sur des transistors fournissant une puissance de sortie inférieure à 1 W à une fréquence fondamentale de 2 GHz.

Avec un banc LPT, cette même mesure est possible sur des transistors de puissance de sortie bien supérieure à 1 W. Deux voies sont possibles pour ce type de caractérisation : premièrement, évaluer les différences de tension de coude pour différents points de polarisation hors impulsion en mode en impulsions pour comprendre par la mesure la source de l'écart de performances électriques, et deuxièmement la comparaison de mesures avec des modèles en développement pour la prise en compte des effets de pièges.

4.3.1 Premièrement : du point de vue mesure

D'un point de vue mesure, lors de la caractérisation d'un HEMT AlGaIn/GaN de puissance, des différences de performances électriques apparaissent lors d'une excitation en impulsions. Avec les conventions du chapitre trois, le niveau de la tension de drain durant le temps de polarisation hors impulsion par rapport au niveau dans l'état d'impulsion a une influence très visible sur ces performances.

Cette différence et l'explication immédiate fournie par la mesure temporelle vont être mises en évidence par la mesure d'un HEMT AlGaIn/GaN Tiger. Voici les caractéristiques du transistor et de la mesure :

- développement de grille : 2 mm, technologie à grille de forme ronde, développée par Raphaël Aubry ;
- fréquence fondamentale : 2 GHz ;
- nombre de fréquences harmoniques supplémentaires : 8 ;
- point de polarisation statique : $V_{GS} = -7.5 V$, $V_{DS} = 25 V$, $I_{DS} = 5 mA$;
- impédance de charge : $Z_{charge} = (50 + j \cdot 17) \Omega$;
- caractéristiques des impulsions : 10 μs - 100 μs , grille polarisée en continu, puissance RF et tension de drain en impulsions ;
- niveaux de polarisation hors impulsion en tension de drain : 0 V, 10 V, 25 V, 45 V

Lors d'une mesure classique de performances électriques, telles que la puissance de sortie et la PAE, on peut obtenir les courbes des figures 4.7 et 4.8.

Les courbes de puissance de sortie et de PAE pour un même domaine de puissances d'entrée, pour une même configuration dans l'état d'impulsion, à une même impédance de charge, ne donnent pas les mêmes performances. Le seul facteur qui change entre ces courbes est la tension de polarisation hors impulsion.

Quand cette mesure est effectuée avec un banc LPT, à chaque point de toutes les

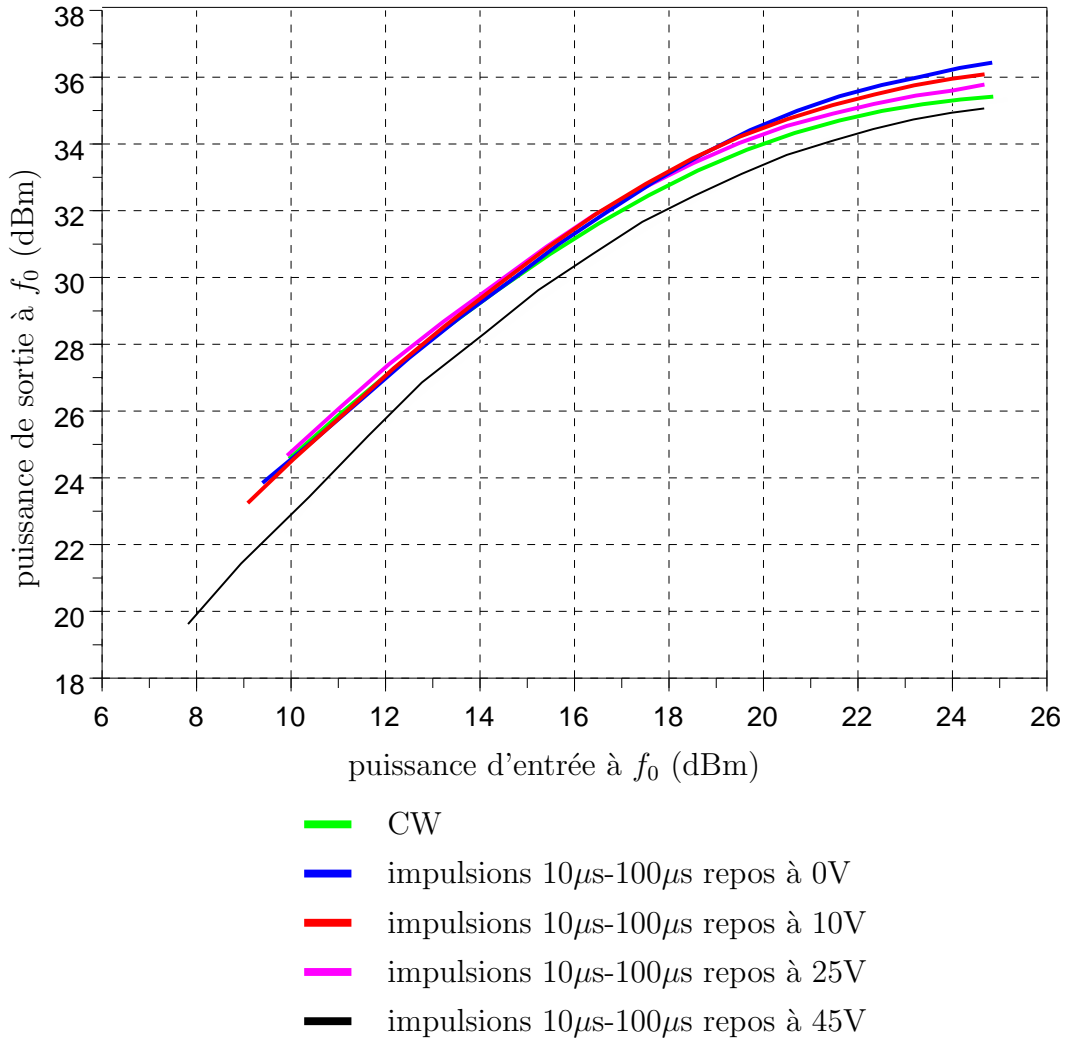


FIG. 4.7 – Puissance de sortie à différents choix de tensions de polarisation de drain

courbes de puissances de sortie est lié un cycle de charge. Ainsi, en plus des performances électriques, il est possible de suivre le parcours de la tension de drain totale (composante continue et RF) en fonction du courant de drain total. Ces parcours sont exposés à la figure 4.9 avec un cycle par configuration d'impulsion, et à un point de mesure correspondant à une compression de gain en puissance de 2 dB.

Cette comparaison de cycles montre la différence au niveau de la tension de coude entre les différentes configurations d'impulsions, avec la situation la moins favorable obtenue pour une tension de drain de polarisation hors impulsion de 45 V, et la plus favorable pour 0 V. Cette conclusion s'accorde avec celle des mesures des réseaux I(V) : une tension de polarisation hors impulsion de drain supérieure à la tension durant l'état d'impulsion donne de moins bonnes performances que lorsque la tension de polarisation

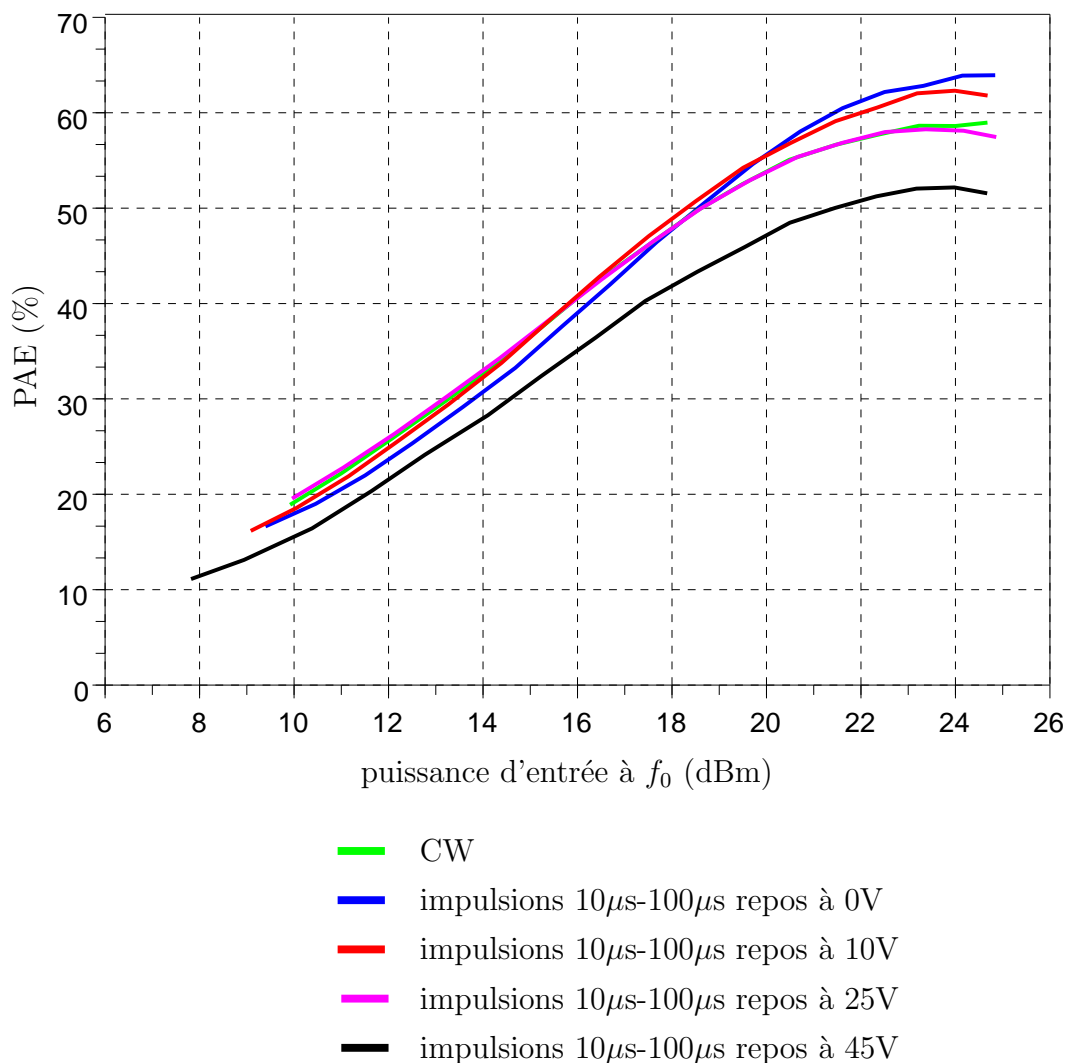


FIG. 4.8 – PAE à différents choix de tensions de polarisation de drain

hors impulsion lui est inférieure.

De plus, dans un deuxième temps, ce type de mesures permettent d'apporter une aide à la vérification de modèles qui sont établis pour prendre en considération ce type de phénomènes.

4.3.2 Deuxièmement : du point de vue de la comparaison mesure/modèle

La modélisation des effets vus plus haut, à savoir les pièges de drain, est une étape importante dans la modélisation du comportement d'un HEMT AlGaIn/GaN. Une

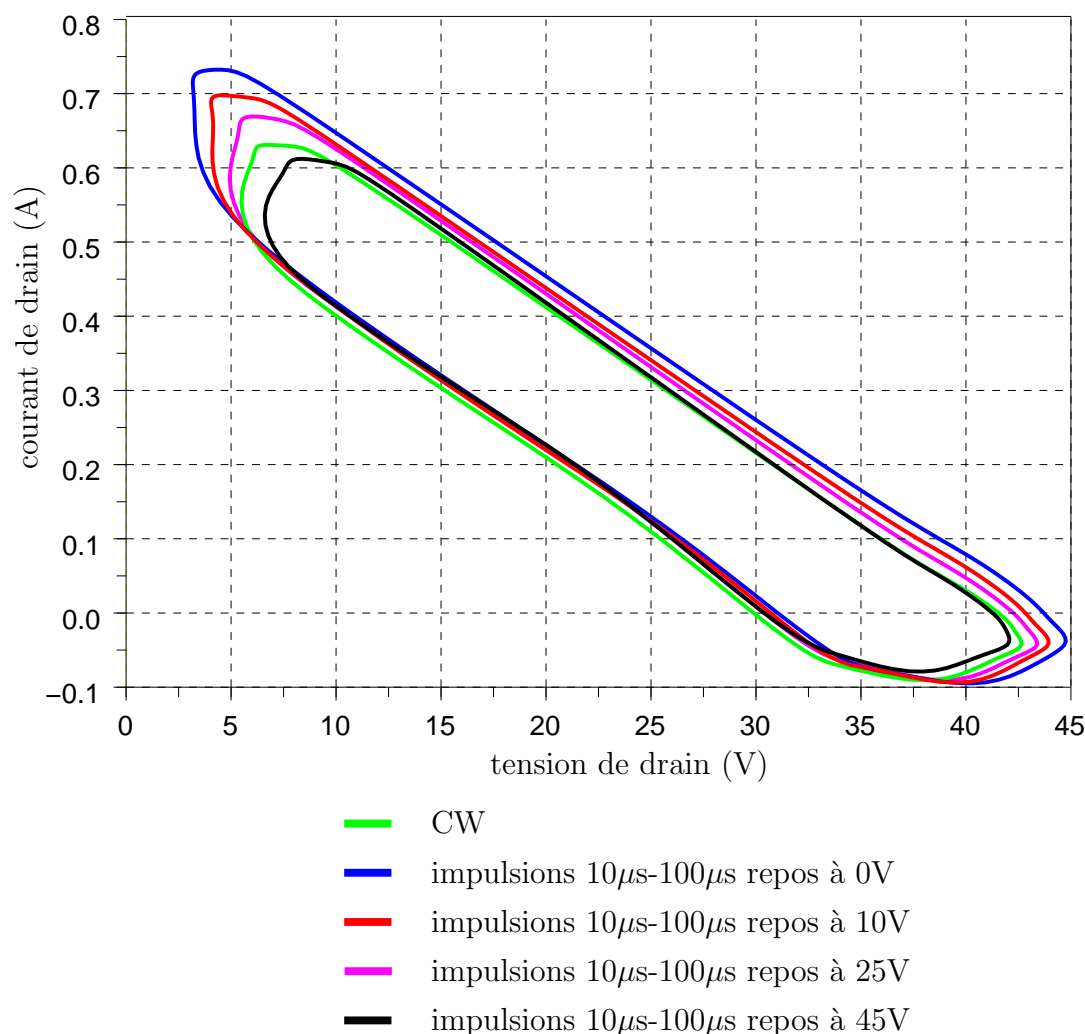


FIG. 4.9 – Cycles de charge à 2 dB de compression de gain à différents choix de tensions de polarisation de drain

proposition de modèle d'Olivier Jardel incluant ces pièges est exposée dans [12] [11]. Le LPT va permettre de vérifier les prédictions de ce modèle au niveau des cycles.

Les caractéristiques du composant sont :

- HEMT AlGa_N/Ga_N Tiger, développement de grille : 0.6 mm, longueur de grille : 0.25 μ m ;
- fréquence fondamentale : 5 GHz CW ;
- nombre de fréquences harmoniques supplémentaires : 3 ;
- point de polarisation statique : $V_{DS} = 25$ V, polarisation en classe AB

La figure 4.10 [11] montre pour deux conditions de mesure (partie haute et partie

basse) les cycles d'entrée et de charge obtenus en simulation avec et sans ajout de la partie concernant la modélisation des pièges de drain, ainsi que les mesures avec le banc LPT. On peut noter que les cycles simulés avec et sans pièges sont très différents.

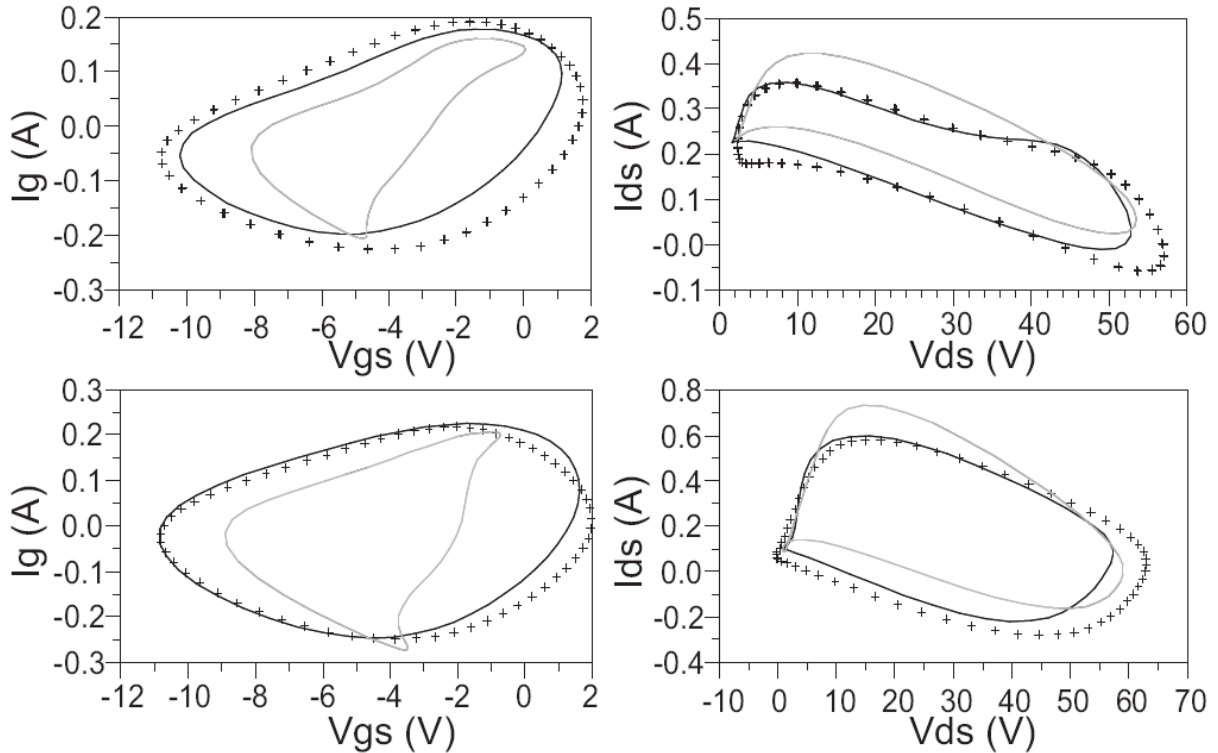


FIG. 4.10 – Comparaison mesure/modèle de l'influence des pièges. Les croix correspondent aux mesures, les courbes en trait fin aux simulations sans effet de pièges, les courbes en trait plus épais aux simulations les incluant. Partie haute : $Z_L = (130 + j \cdot 125) \Omega$; partie basse : $Z_L = (27 + j \cdot 84) \Omega$

Les cycles nord-ouest et nord-est sont obtenus à une impédance de charge de $(130 + j \cdot 125) \Omega$, ce qui correspond à un TOS de 4 par rapport à l'impédance de charge optimale. La compression de gain est de 4.6 dB. Les cycles sud-ouest et sud-est : respectivement $(27 + j \cdot 84) \Omega$, TOS de 3.3, compression de 7 dB. Dans les deux cas, le modèle permet de simuler le comportement du transistor dans ces conditions, et il est visible que les mesures sont très proches du modèle avec effets de pièges.

Le modèle avec prise en compte des effets de piège prédit donc bien les cycles mesurés [11] pour différentes impédances de charge. De plus, la comparaison mesure/modèle est bonne même à forts TOS et à forte compression.

4.4 La tenue en puissance des composants en GaN

Trois applications des mesures temporelles ont été présentées : atteindre les limites des composants en termes de tension et de courant disponibles, la mise en évidence de phénomènes dispersifs comme les effets de piège, et la vérification des modèles incluant ces effets. Le banc LPT permet de mesurer de fortes puissances aux accès de HEMTs AlGa_N/Ga_N tout en vérifiant avec l'aide des cycles si le composant n'est pas en train d'être utilisé près de ses limites [1] [134] [135].

La figure 4.11 détaille le synoptique du banc de mesures utilisé pour réaliser de telles mesures, qui est une combinaison de celui présenté au chapitre deux avec les sondes de puissance, avec celui expliqué au chapitre trois concernant les commandes de déclenchement pour les mesures en impulsions.

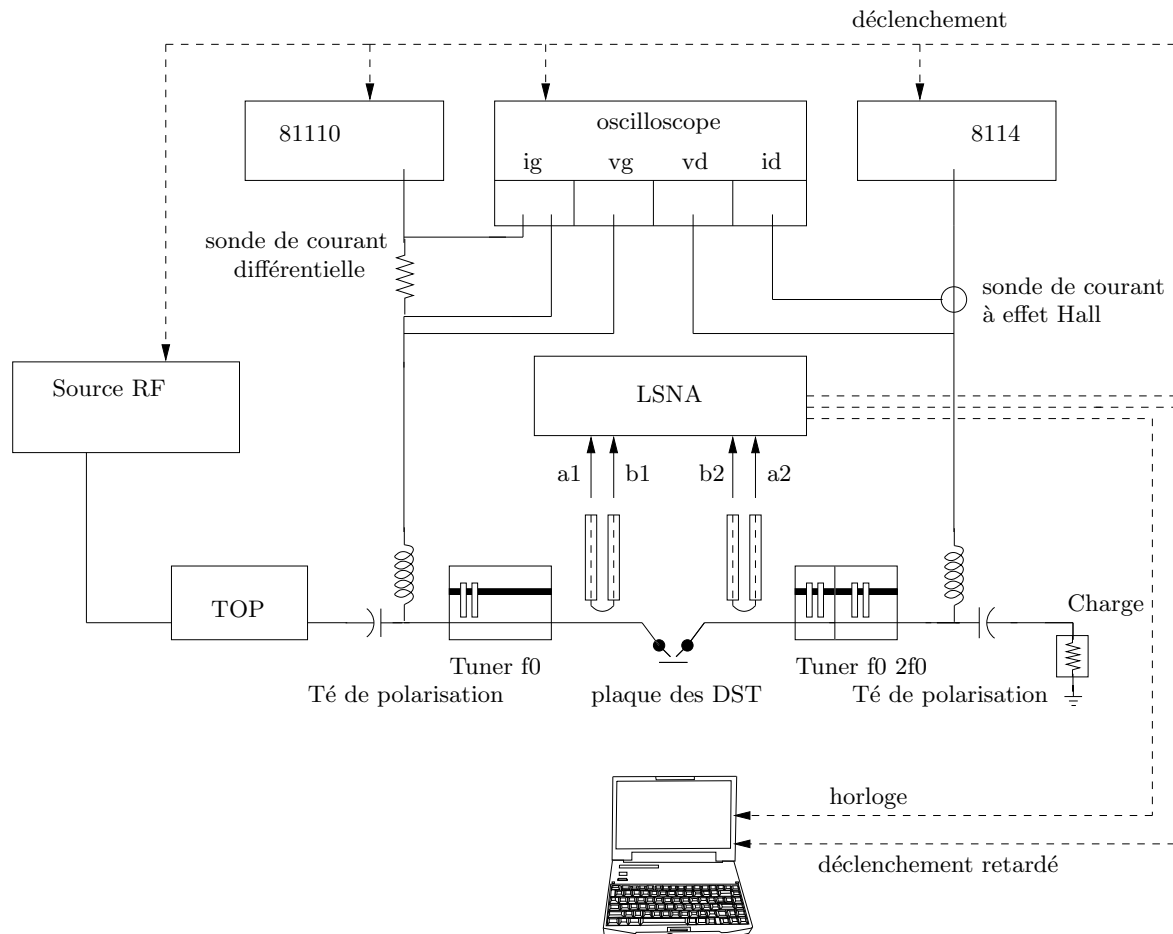


FIG. 4.11 – Banc complet de mesures en mode CW et impulsions pour la caractérisation de transistors de puissance aux fréquences micro-ondes

Le chapitre trois a montré que le passage en impulsions dans un mode qui garde la

dynamique du système a pu être effectué. A cette occasion, une mesure d'un HEMT AlGa_N/Ga_N Tiger de 2 mm de développement de grille jusqu'à environ 10 Watts à 3 GHz a été présentée. Pour montrer les capacités de ce banc de mesures à atteindre des niveaux de puissance plus élevés aux fréquences micro-ondes, une mesure d'un autre composant HEMT AlGa_N/Ga_N Tiger de 3.2 mm de développement a été réalisée.

Voici les conditions de mesures :

- fréquence fondamentale : 2 GHz ;
- nombre de fréquences harmoniques supplémentaires : 8 ;
- point de polarisation hors impulsion : $V_{GS} = -3.7 V$, $V_{DS} = 0 V$;
- point de polarisation durant l'état d'impulsion : $V_{GS} = -3.7 V$, $V_{DS} = 67 V$, $I_{DS} = 3 mA$;
- impédance de charge : $(40+j.31) \Omega$;
- réglages d'impulsions sur le drain et la puissance RF : 5 μs , période de 100 μs ;
- l'impédance de charge présentée à la fréquence fondamentale n'est pas exactement l'impédance optimale en terme de puissance de sortie à une compression de gain donnée

Les figures 4.12, 4.13, 4.14, 4.15 et 4.16 présentent respectivement la puissance de sortie à la fréquence fondamentale, le cycle de charge, le gain en puissance, la PAE et la puissance consommée pour différentes puissances d'entrée.

La puissance de sortie atteint pour cette mesure 20.2 W, la PAE 48 % et le gain en puissance 14 dB à 2 GHz. Ce banc est donc bien dimensionné pour mesurer plusieurs dizaines de Watts en RF et en continu, car la puissance continue arrondie au produit $V_{DS} \cdot I_{DS}$ atteint quant à elle 40 W. Le cycle de charge mesuré en même temps que les performances électriques permet de conclure que même à 120 V cette utilisation du composant ne le fait pas entrer en zone d'avalanche.

Ce type de mesure en forte puissance peut être effectuée sur des polarisations et des impédances arbitraires. On peut observer la variation de l'excursion en tension en fonction du niveau de tension de drain à l'état d'impulsion. Le même transistor a été repris, toujours avec une tension de drain à l'état de polarisation hors impulsion de 0 V. Pour une tension de drain à l'état d'impulsion donnée, l'impédance de charge a quelquefois été changée :

- tension de drain : 25 V ; impédance de charge : $(42+j.17) \Omega$;
- tension de drain : 40 V ; impédance de charge : $(42+j.17) \Omega$;
- tension de drain : 55 V ; impédance de charge : $(48+j.14) \Omega$;
- tension de drain : 67 V ; impédance de charge : $(40+j.31) \Omega$;

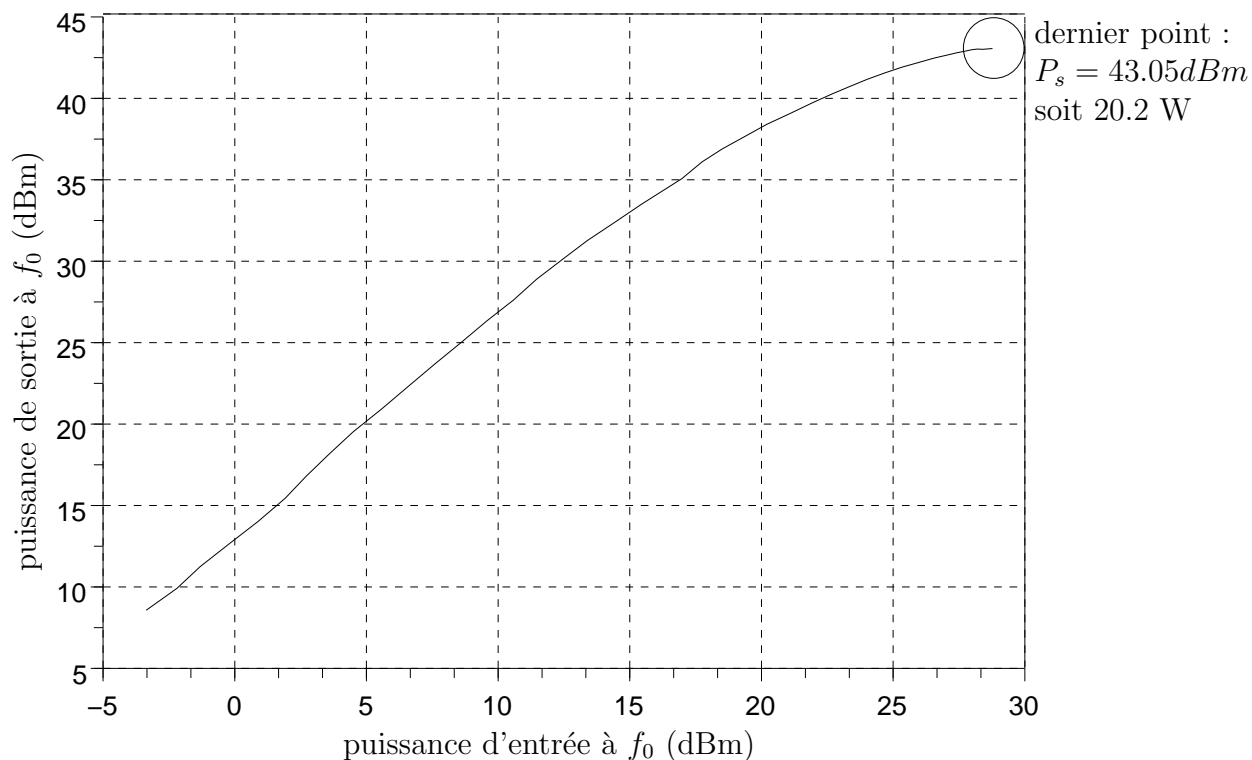


FIG. 4.12 – Puissance de sortie à f_0 pour un domaine de puissances d'entrée à f_0

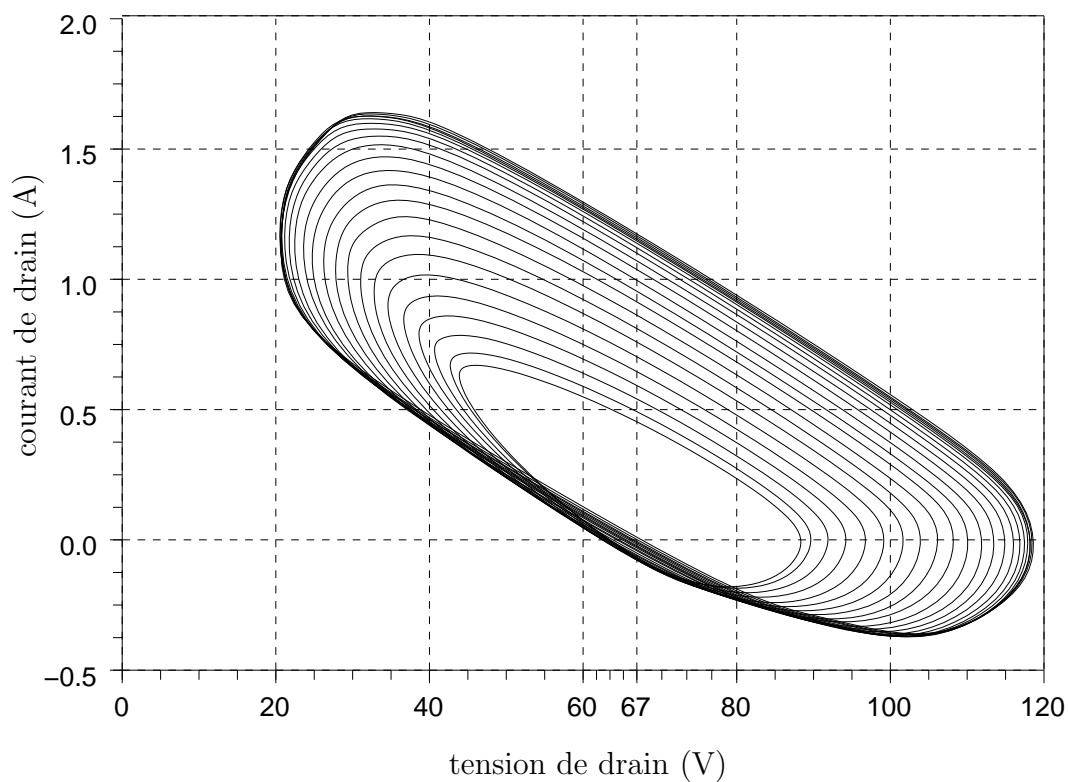


FIG. 4.13 – Cycles de charge des 21 derniers points de puissance d'entrée à f_0

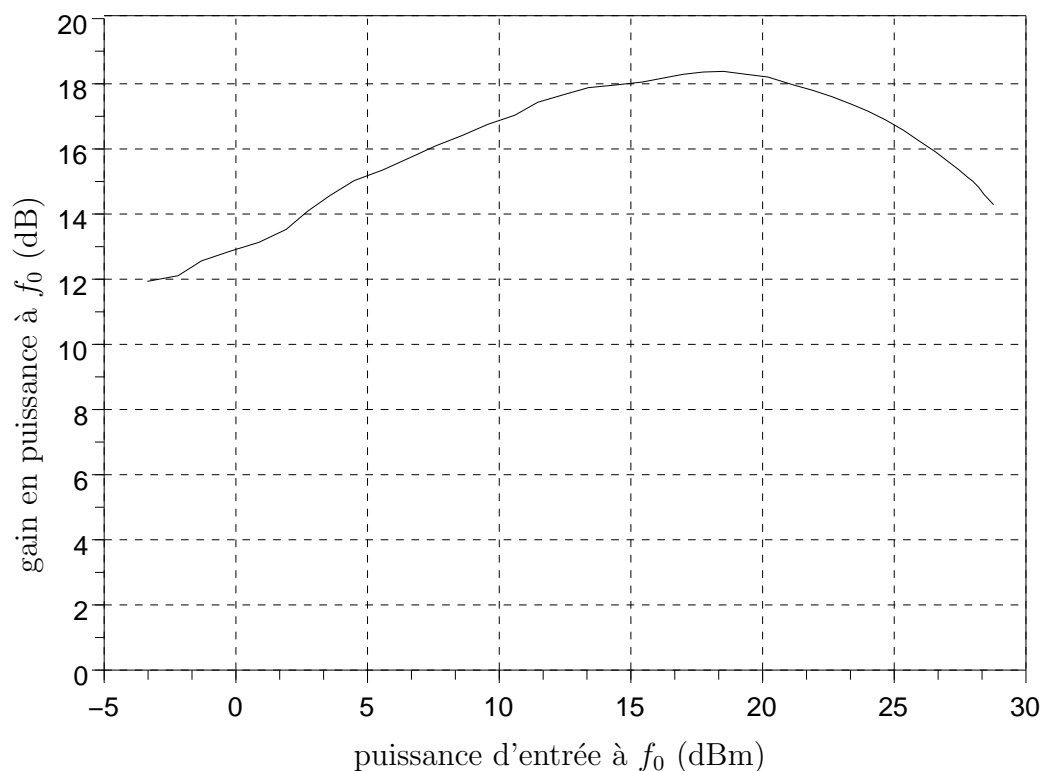


FIG. 4.14 – Gain en puissance à f_0 pour un domaine de puissances d'entrée à f_0

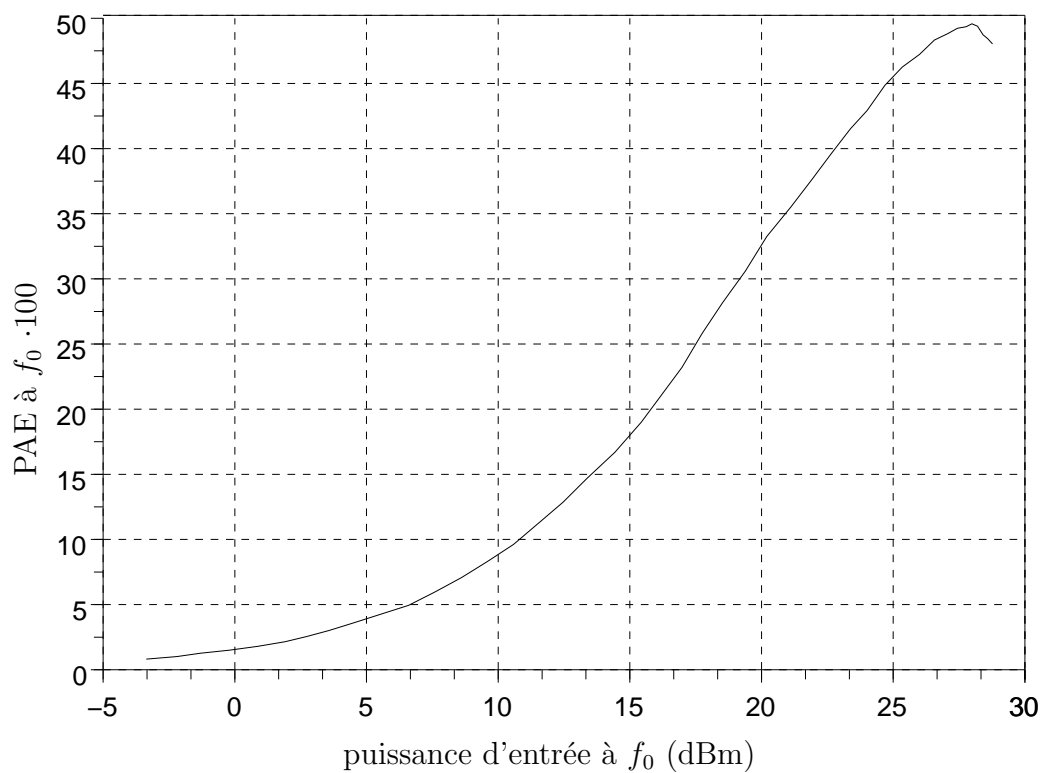
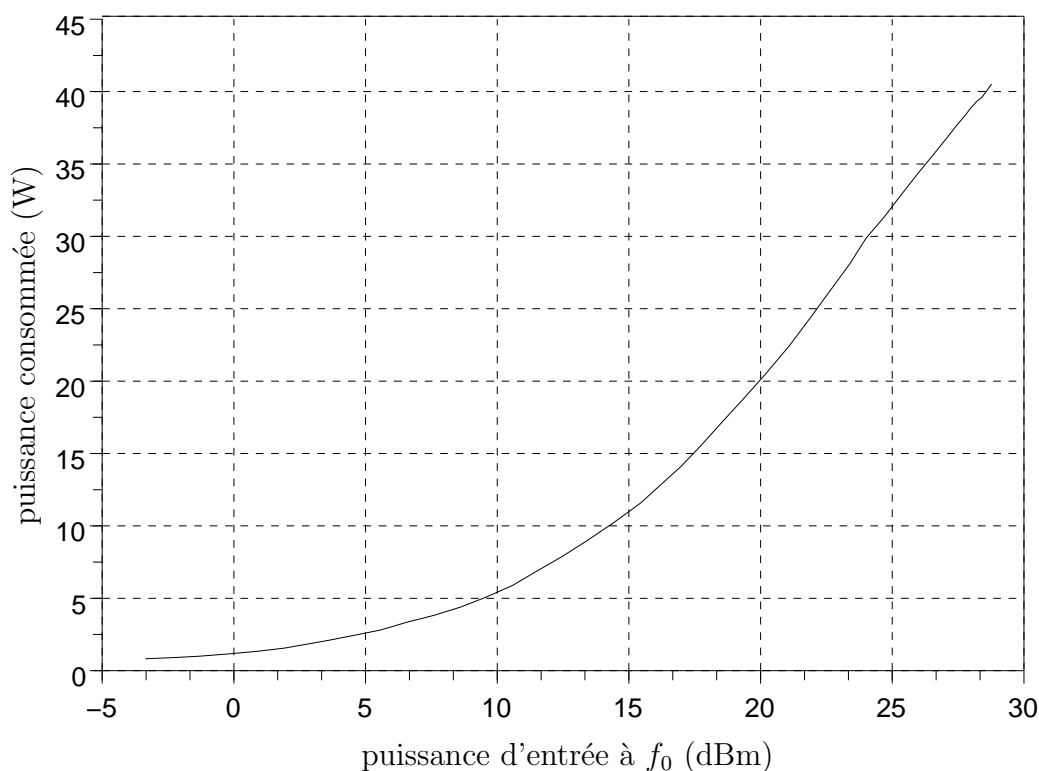


FIG. 4.15 – PAE à f_0 pour un domaine de puissances d'entrée à f_0

FIG. 4.16 – Puissance consommée pour un domaine de puissances d'entrée à f_0

Les figures 4.17, 4.18 et 4.19 montrent respectivement les comparaisons de performances en puissance de sortie à f_0 à ces différentes tensions et impédances pour un domaine de puissances d'entrée, la puissance obtenue en fonction de la tension de drain appliquée, et les cycles à 3 dB de compression de gain en puissance.

La puissance de sortie ainsi mesurée à ces différentes tensions de drain à l'état d'impulsion augmente de façon significative, grâce à une excursion en tension qui atteint 100 V pour la courbe à 67 V au drain. Par contre, les cycles superposés pour chaque tension montrent que la tension de déchet augmente de manière significative avec la tension de drain ce qui limite l'augmentation de la puissance de sortie en diminuant l'excursion en tension.

Ainsi, en disposant d'une grande liberté pour la puissance de sortie mesurée, pour le choix de l'impédance de charge présentée et en conservant la dynamique de mesure pour une grande variété de rapports cycliques, de nombreuses informations peuvent être extraites d'un HEMT AlGaIn/GaN.

Une dernière catégorie d'informations à retirer concerne le comportement du transistor

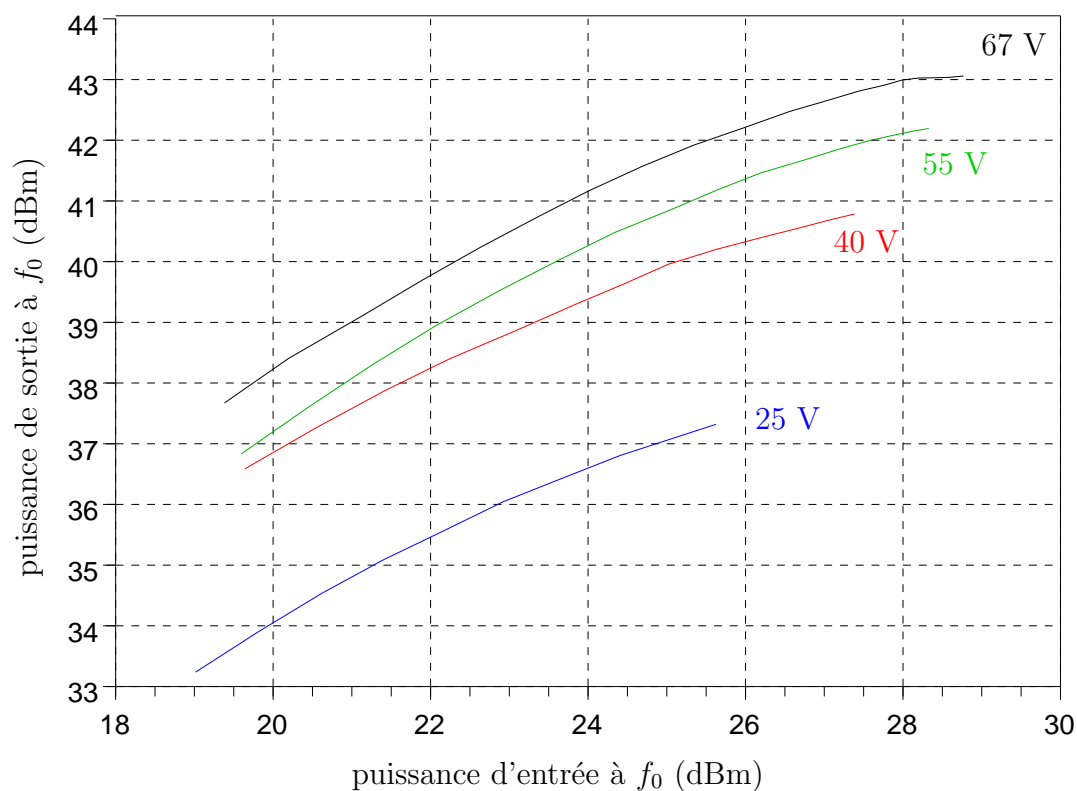


FIG. 4.17 – Puissances de sortie à f_0 à différents V_{DS0} pour un domaine de puissances d'entrée

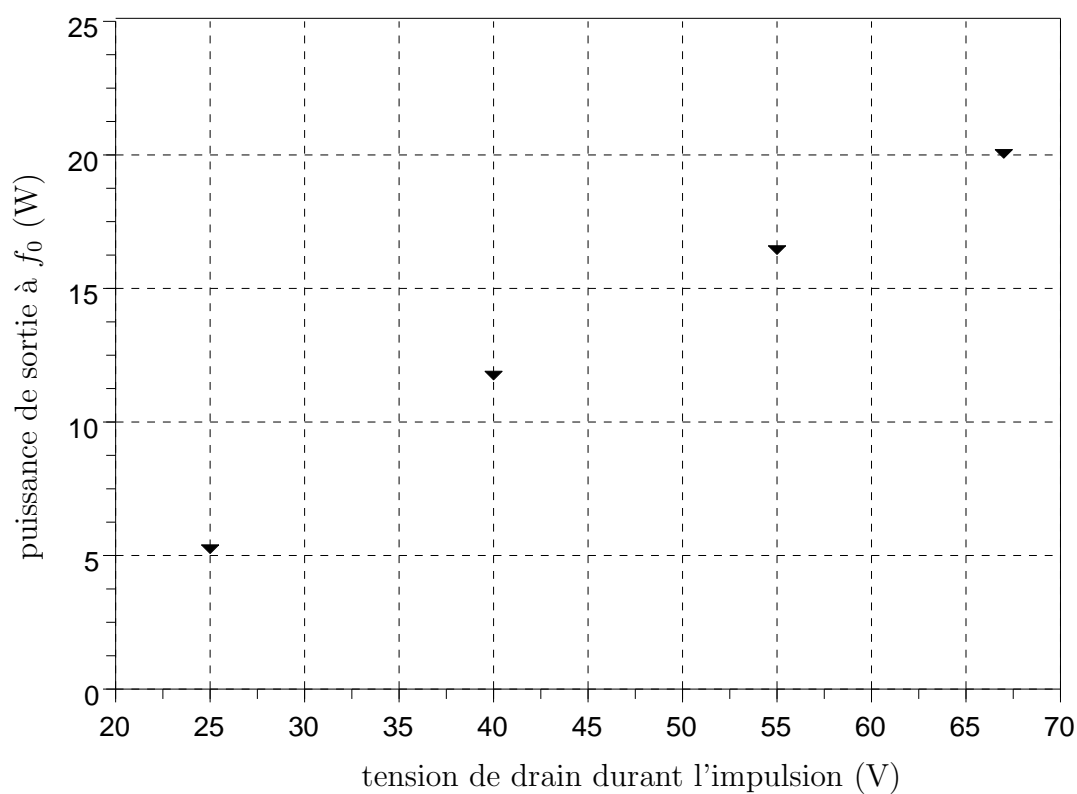
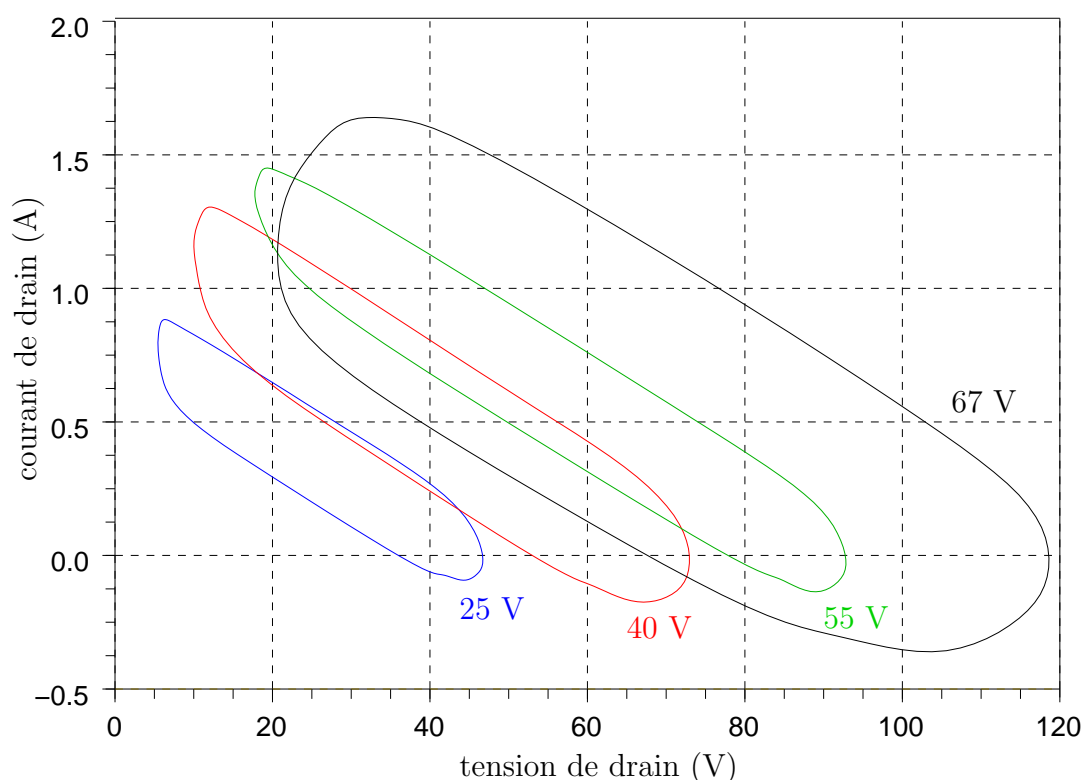


FIG. 4.18 – Puissance de sortie à f_0 à la compression en fonction de V_{DS0}

FIG. 4.19 – Cycles de charge à différents V_{ds0} et à une compression donnée

en présence de différentes impédances aux fréquences harmoniques.

4.5 L'influence de l'adaptation aux fréquences harmoniques

L'influence des impédances présentées aux fréquences harmoniques sur la puissance de sortie et la PAE est déjà bien décrite dans les publications. En particulier, ces impédances ont une incidence sur la conception d'un amplificateur [78] [136] [137] [138]. Les performances augmentent si les impédances sont choisies de manière appropriée.

Pour synthétiser des impédances aux fréquences harmoniques, à $2 \cdot f_0$ et à $3 \cdot f_0$, le chapitre premier a montré la possibilité d'utiliser une structure de banc load-pull actif, à savoir pour rappel l'injection d'un signal par la sortie du transistor, plus précisément une structure de load-pull actif dit harmonique c'est-à-dire une boucle de rétroaction mise en place par fréquence considérée.

Il existe néanmoins une solution pour réaliser ces mesures dans un banc LPT passif. La société Focus Microwaves propose comme tuner le MPT (multi purpose tuner) [139]

qui est doté pour une fréquence fondamentale de six degrés de liberté. Il devient alors possible de choisir une impédance à $2 \cdot f_0$ et une distincte à $3 \cdot f_0$ tout en maintenant celle choisie à f_0 . La figure 4.20 permet de constater que ce tuner peut s'intégrer au contexte LPT avec les sondes de puissance [140].

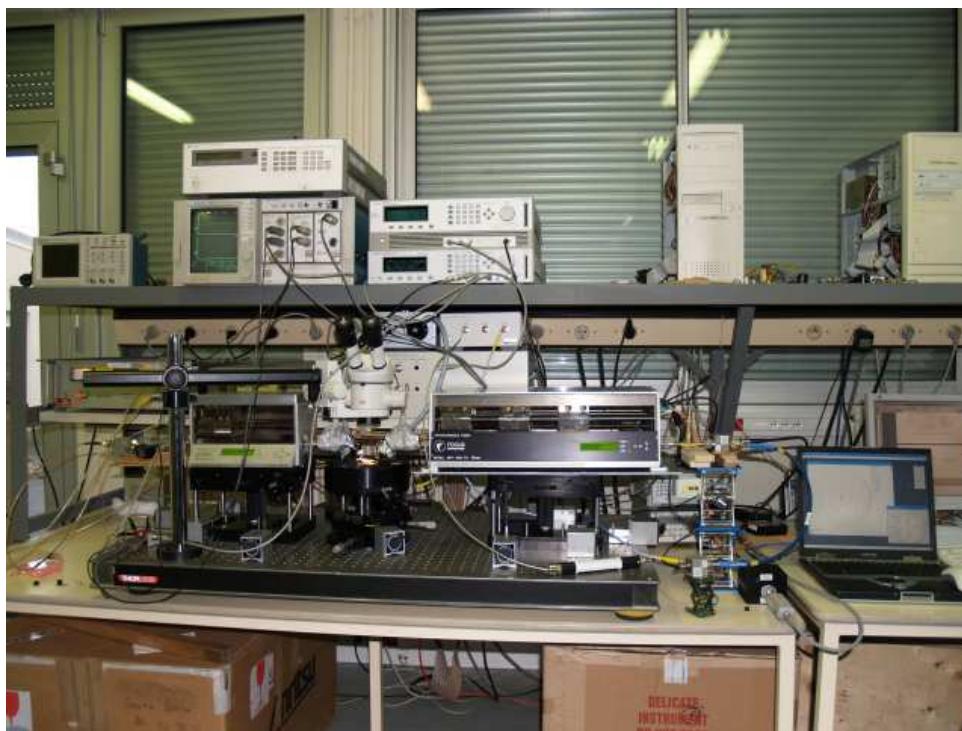


FIG. 4.20 – Banc LPT équipé de sondes de puissance et du MPT en sortie

L'influence du choix d'impédances sur les formes d'ondes temporelles a été mesurée sur un HEMT AlGa_N/Ga_N dont voici le descriptif et les conditions de mesure fixées :

- HEMT AlGa_N/Ga_N Daimler-Chrysler, développement de grille : 1.2 mm ;
- fréquence fondamentale : 2.4 GHz CW ;
- nombre de fréquences harmoniques supplémentaires : 7 ;
- point de polarisation statique : $V_{GS} = -3.4 \text{ V}$, $V_{DS} = 22 \text{ V}$, $I_{DS} = 220 \text{ mA}$;

Voici les quatre combinaisons d'impédances choisies :

1. $Z_{f_0} = (58 - j \cdot 20) \Omega$; $|\Gamma_{2f_0}| = 0.05$; $|\Gamma_{3f_0}| = 0.06$
2. $Z_{f_0} = (60 - j \cdot 23) \Omega$; $|\Gamma_{2f_0}| = 0.88$ Phase(Γ_{2f_0}) = 154.3° ; $|\Gamma_{3f_0}| = 0.06$
3. $Z_{f_0} = (58 - j \cdot 18) \Omega$; $|\Gamma_{2f_0}| = 0.05$; $|\Gamma_{3f_0}| = 0.88$ Phase(Γ_{3f_0}) = 80.7°
4. $Z_{f_0} = (51 - j \cdot 14) \Omega$; $|\Gamma_{2f_0}| = 0.90$ Phase(Γ_{2f_0}) = 179.4° ; $|\Gamma_{3f_0}| = 0.86$ Phase(Γ_{3f_0}) = 68.9°

Les résultats obtenus sur les formes d'ondes temporelles de sortie sont exposés sur les figures citées ci-dessous, respectivement le cycle de charge, la tension et le courant de sortie en fonction du temps :

1. figures 4.21, 4.22
2. figures 4.23, 4.24
3. figures 4.25, 4.26
4. figures 4.27, 4.28

Ces mesures ont déjà comme conclusion que, comme il était prévisible, la puissance de sortie et la PAE changent suivant la combinaison choisie. Voici les résultats ci-dessous :

1. $P_S=34.4$ dBm ; PAE=50.6 %
2. $P_S=34.9$ dBm ; PAE=53.1 %
3. $P_S=34.8$ dBm ; PAE=53.3 %
4. $P_S=35.4$ dBm ; PAE=59.7 %

De plus, ajouté à l'observation de l'amélioration des performances électriques, les tensions et courants de sortie en fonction du temps, et donc forcément les cycles de charge ont des formes nettement distinctes selon les combinaisons. De même qu'au début de ce chapitre il a été mis en évidence en comparant deux impédances de charge à f_0 que les excursions en tension et courant peuvent être très différentes, là aussi avec cet exemple les combinaisons donnent des excursions différentes, en tension de plusieurs volts et en courant de plusieurs dizaines de milliampères. Des résultats similaires en puissance de sortie et en PAE peuvent découler de cycles de charge très différents.

4.6 Extensions

Les extensions que l'on peut apporter à ce type de banc pour une application de mesures de transistors micro-ondes de puissance sont de différents types.

Une première extension consiste à mettre en oeuvre des mesures en impulsions avec des impédances choisies aux fréquences harmoniques, c'est-à-dire combiner le LSNA, les impulsions et le MPT. Or, même si des bancs load-pull actifs multi-harmoniques ont des possibilités rappelées au chapitre premier très utiles, il reste néanmoins très difficile de passer en impulsions avec cette méthode. Là encore, le tuner MPT est une solution très intéressante car il permet de synthétiser ses impédances de manière complètement passive, et donc n'interfère absolument pas sur une mesure en impulsions par rapport à une mesure en mode continu.

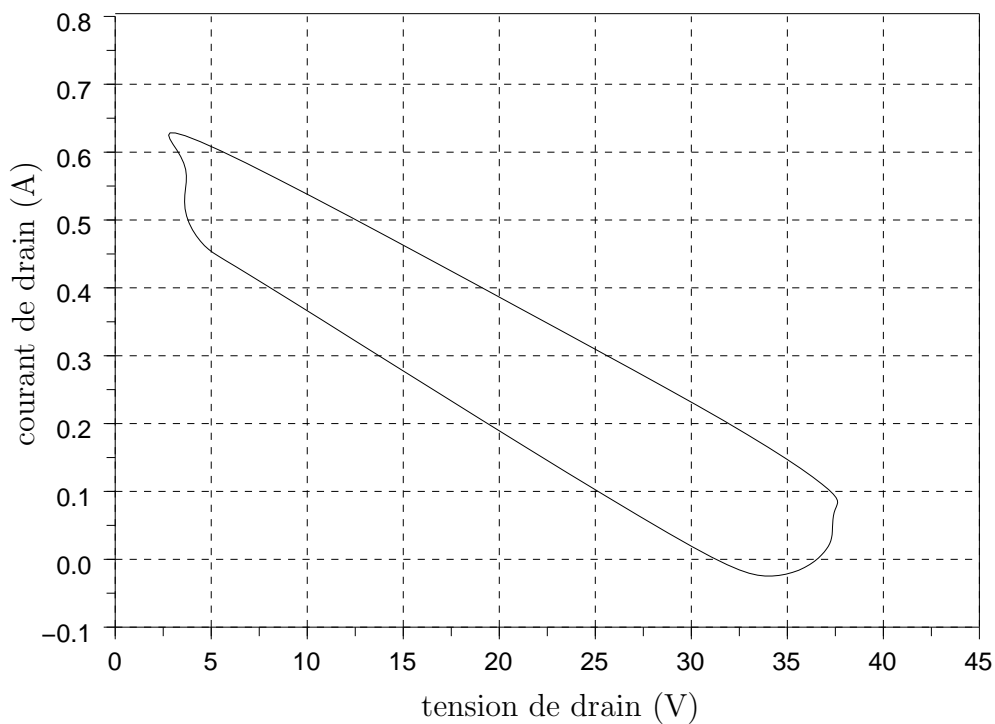


FIG. 4.21 – Cycle de charge pour la combinaison n°1

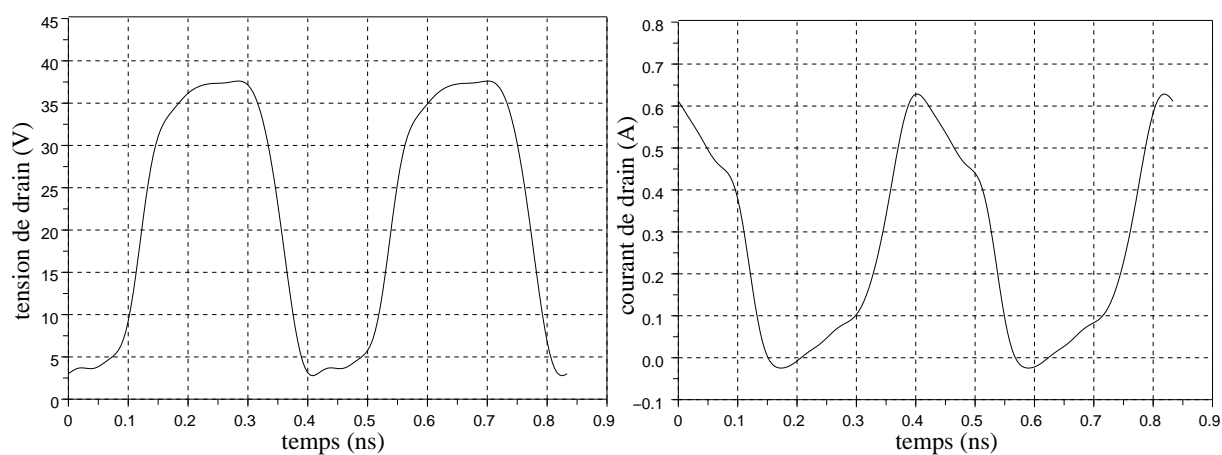


FIG. 4.22 – tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°1

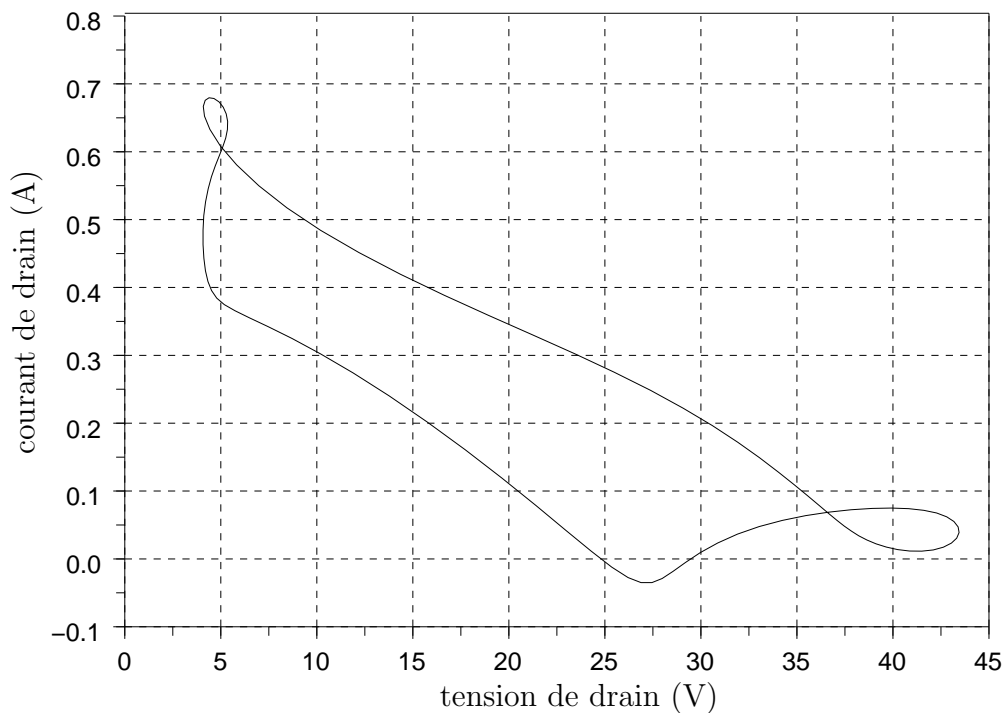


FIG. 4.23 – Cycle de charge pour la combinaison n°2

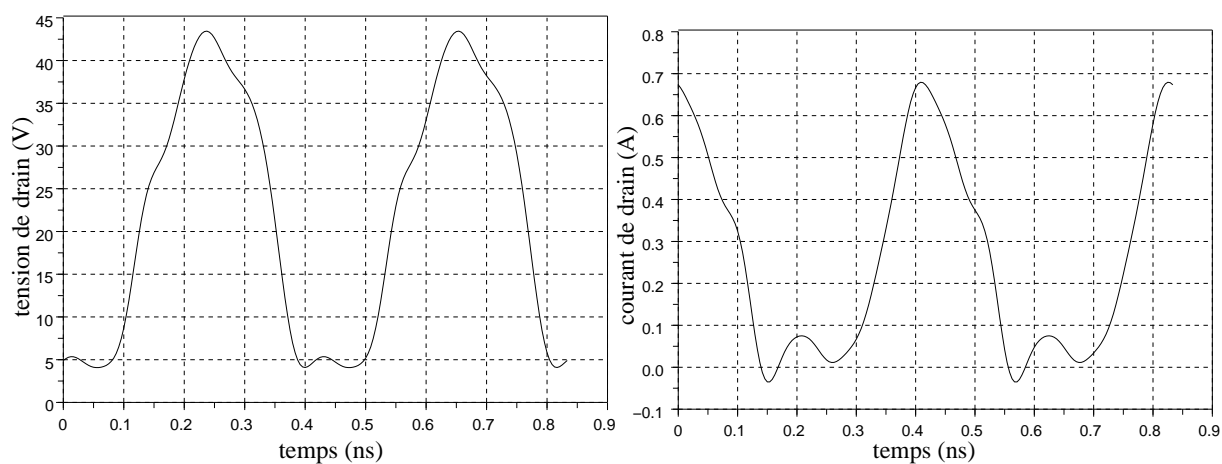


FIG. 4.24 – tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°2

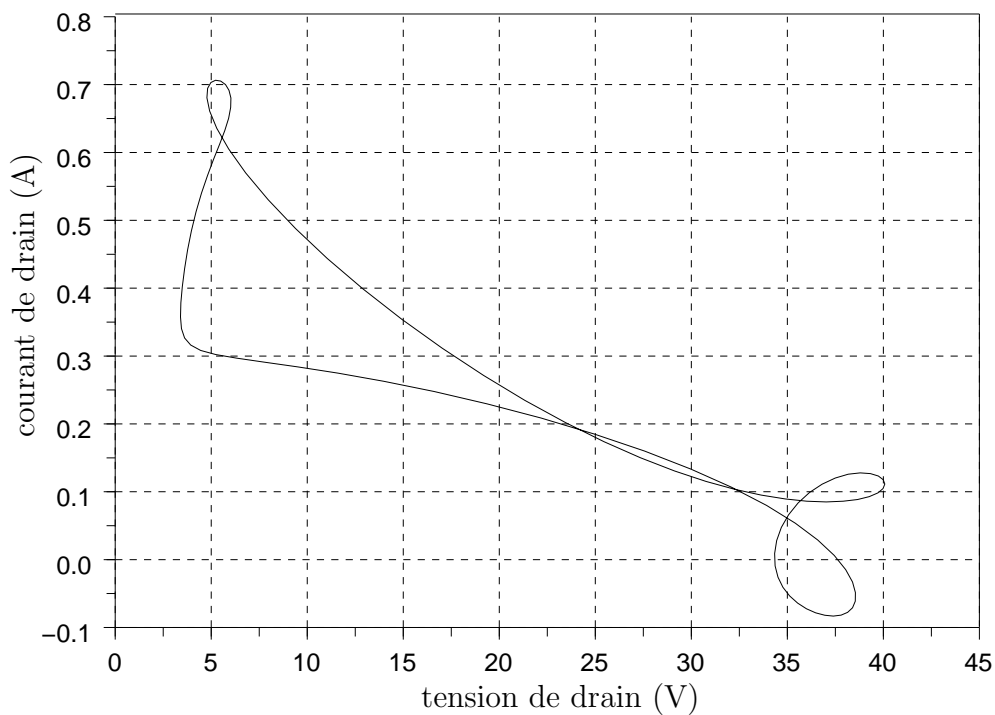


FIG. 4.25 – Cycle de charge pour la combinaison n°3

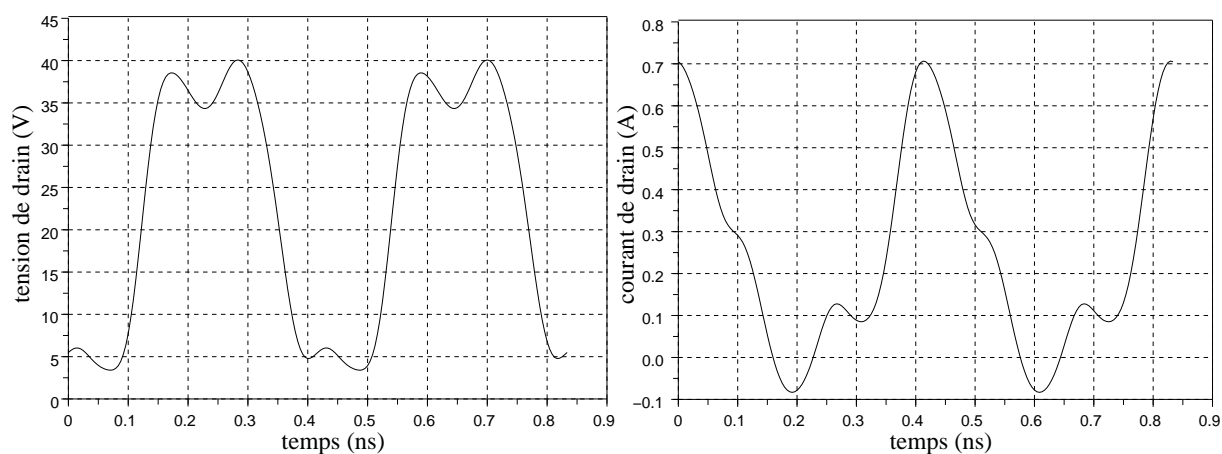


FIG. 4.26 – tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°3

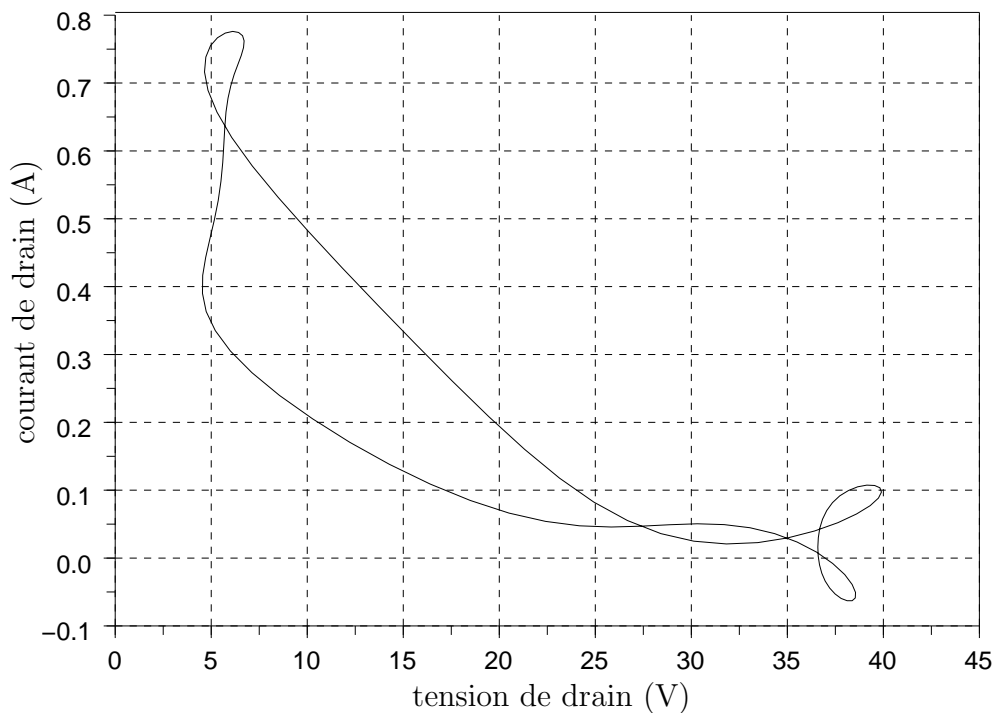


FIG. 4.27 – Cycle de charge pour la combinaison n°4

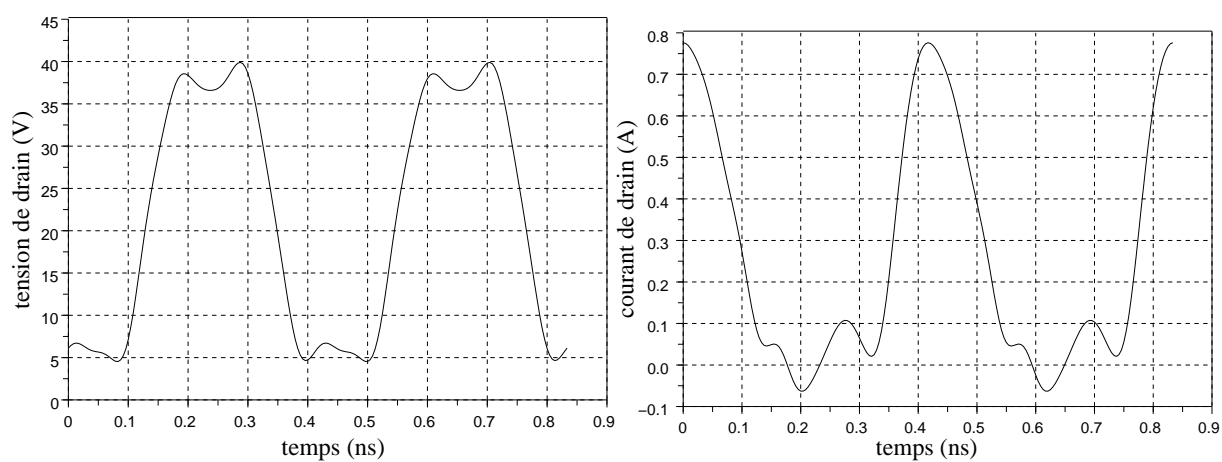


FIG. 4.28 – Tension et courant de drain en fonction du temps pour la combinaison n°4

Une deuxième extension est de type matériel. Un des points faibles d'un banc LPT utilisé en fortes puissances et en impulsions est le té de polarisation. Certains modèles disponibles peuvent accepter de la puissance, mais souvent ne peuvent pas garantir dans le même temps de bonnes performances en bande passante basse, qui doit être large pour les impulsions, et haute pour la RF utile. Une solution consiste à intégrer le système mis au point à l'Université de Cardiff (Royaume-Uni) [111], qui part du principe de deux coupleurs 90° montés en opposition l'un avec l'autre. Il conserve un chemin direct pour les impulsions de polarisation, et un chemin couplé pour la partie RF. Comme tout le travail se fait avec des lignes, la puissance tolérée et les bandes passantes correspondent aux besoins du LPT. Intégrer cette technologie au sein du banc est une extension qui repoussera encore les limites imposées par les tés de polarisations actuels.

4.7 Conclusion

Ce chapitre a montré quelques applications d'un banc LPT pour la caractérisation de transistors de puissance aux fréquences micro-ondes. L'intérêt de coupler la mesure des formes d'ondes temporelles avec celle des performances électriques a été souligné.

En effet, la connaissance des zones limites en tension et en courant ne sont pas disponibles avec un banc load-pull classique pendant une mesure de puissance. Cette capacité rajoute une sécurité dans l'utilisation du composant pour veiller au fait que ces zones ne sont pas atteintes pour une application donnée. Mais elle peut également être utilisée pour justement aller jusqu'à ces zones pour les quantifier en terme de tension minimale et maximale et de courant maximal. Cette possibilité alliée à un banc de puissance est capable de pousser plus loin l'observation, jusqu'à des dizaines de volts et plus d'un ampère. De plus, quand le transistor est placé à des impédances loin de l'impédance optimale et à des compressions de gain importants, les mesures temporelles contribuent à valider des modèles complexes, incluant différents effets dispersifs comme les effets thermiques et les effets de pièges.

Toute l'architecture du banc LPT présenté ici a permis de mesurer des puissances supérieures à 20 W à une fréquence de 2 GHz en impulsions, sans atteindre la limite du banc. Ces mesures peuvent qualifier non seulement les possibilités des transistors même à des polarisations de drain élevées mais également les pertes d'excursions qui handicapent cette montée en puissance de sortie. Enfin, la mesure des cycles de charge à des conditions différentes d'impédances aux fréquences harmoniques permet de mettre en évidence de manière rapide les changements de parcours des tensions et courants, ainsi qu'une nouvelle fois les excursions.

Pour toutes ces applications, il a été prouvé que l'effort de mesure des formes d'ondes temporelles dans un environnement de puissance apporte vraiment un plus dans la connaissance du comportement de ce type de transistor.

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 sonde de puissance localisée, le mode d'impulsions, la mesure de fortes puissances sous pointes aux fréquences micro-ondes.

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 intactes les capacités de synthèse d'impédances du système tout en prélevant les informations électriques le plus près possible du transistor.

La gestion du mode en 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.

Enfin, une puissance de 20 Watts à 2 GHz a été mesurée sous pointes en impulsions avec l'ensemble de ce banc de mesures. Ces domaines de puissances restent très difficiles à maîtriser, mais très utile 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.

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 liberté 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, les cycles RF temporels non linéaires, sont particulièrement riches.

Des mesures originales et complexes sont dorénavant possibles, 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 radars. 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.

Les perspectives qui découlent de ces travaux s'orientent selon trois axes : le logiciel, les trains d'impulsions et la conception de nouvelles têtes de réception.

Ce banc de mesure est complexe avec de nombreux instruments qu'il faut piloter de concert. Le logiciel actuel présente des limitations importantes et une structuration ancienne inadaptée aux évolutions, il s'avère souvent être une entrave aux possibilités de caractérisations du banc. Un important travail d'architecture et d'ingénierie logicielle sera décisif pour la montée en charge et l'utilisation facilitée de ce banc.

Un degré de liberté théoriquement disponible sur ce banc est aujourd'hui inexploité, bien que prévu dans la carte d'impulsions qui a été ajoutée au LSNA : le mode de trains d'impulsions. Pour mettre en place ce mode, il reste à faire un important travail logiciel et de nombreuses vérifications. Ce mode permettra une caractérisation améliorée des constantes de temps des transistors de puissances, qu'elles soient liées aux effets thermiques ou aux effets de pièges. Il sera en effet possible, par l'application de cycles de séries d'impulsions adaptés, d'exciter des fréquences particulières du DST.

La dernière perspective concerne le LSNA en lui-même. Cet instrument est créé sur la base du MTA avec du matériel relativement ancien et obsolète. Aujourd'hui, les échantillonneurs RF et les CAN disponibles ont de bien meilleures caractéristiques, en bande passante et en encombrement, ce qui permet d'envisager la constitution d'une machine aux performances améliorées. Avec l'utilisation de sondes de puissances à la taille très réduite par rapport à des coupleurs classiques, l'ensemble couplage ; échantillonnage RF ; CAN peut être optimisé par rapport à la solution actuelle de notre banc.

Bibliographie

- [1] B. Green, V. Tilak, V. Kaper, J. Smart, J. Shealy, and L. Eastman, "Microwave power limits of algan/gan hemts under pulsed-bias conditions," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 618–623, Feb. 2003.
- [2] C. Charbonniaud, "Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ gan pour l'amplification de puissance micro-onde," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2005.
- [3] U. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu, "Algan/gan hemts-an overview of device operation and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1022–1031, June 2002.
- [4] E. Johnson, "Physical limitations on frequency and power parameters of transistors," *IRE International Convention Record*, vol. 13, pp. 27–34, 1965.
- [5] M. Khan, A. Bhattarai, J. Kuznia, and D. Olson, "High electron mobility transistor based on a gan algan heterojunction," *Applied Physics Letters*, vol. 63, pp. 1214–1215, 1993.
- [6] H. Kim, V. Tilak, B. Green, H. young Cha, J. Smart, J. Shealy, and L. Eastman, "Degradation characteristics of algan-gan high electron mobility transistors," in *Reliability Physics Symposium, 2001. Proceedings. 39th Annual. 2001 IEEE International*, 30 April-3 May 2001, pp. 214–218.
- [7] J. Izpura, J. Sanchez-Rojas, and J. Tirado, "Trapping effects in the transient response of algan/gan hemt devices," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 410–417, March 2007.
- [8] A. Jarndal, B. Bunz, and G. Kompa, "Accurate large-signal modeling of algan-gan hemt including trapping and self-heating induced dispersion," in *Power Semiconductor Devices and IC's, 2006 IEEE International Symposium on*, 04-08 June 2006, pp. 1–4.
- [9] C. Charbonniaud, S. De Meyer, R. Quéré, and J.-P. Teyssier, "Electrothermal and trapping effects characterization," in *GAAS*, 2003.
- [10] S. De Meyer, C. Charbonniaud, R. Quere, A. Campovecchio, R. Lossy, and J. Wurfl, "Mechanism of power density degradation due to trapping effects in algan/gan hemts," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol. 1, 8-13 June 2003, pp. 455–458vol.1.
- [11] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J.-C. Jacquet, C. Charbonniaud, J.-P. Teyssier, D. Floriot, and R. Quéré, "An electrothermal model for algan/gan power hemts including trapping effects to improve large-signal simulation results on high vswr," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2007, publié dans le numéro de décembre.

- [12] O. Jardel, F. De Groote, C. Charbionniaud, T. Reveyrand, J.-P. Teyssier, R. Quéré, and D. Floriot, “A drain-lag model for algan/gan power hemts,” in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, 2007.
- [13] A. Zhang, L. Rowland, E. Kaminsky, V. Tilak, A. Allen, and B. Edward, “Self-heating effects in algan/gan high-power hemts,” in *Device Research Conference, 2003*, 23-25 June 2003, pp. 15–16.
- [14] A. Zhang, E. Kaminsky, A. Allen, J. Hedrick, A. Vertiatchikh, and L. Eastman, “Stability of algan/gan high-power hemts under dc and rf stresses,” in *Electronics Letters*, vol. 40, no. 19, 16 Sept. 2004, pp. 1229–1230.
- [15] C. Lee, H. Tserng, L. Witkowski, P. Saunier, S. Guo, B. Albert, R. Birkhahn, and G. Munns, “Effects of rf stress on power and pulsed iv characteristics of algan/gan hemts with field-plate gates,” in *Electronics Letters*, vol. 40, no. 24, 25 Nov. 2004, pp. 1547–1548.
- [16] V. Tilak, B. Green, H. Kim, R. Dimitrov, J. Smart, W. Schaff, J. Shealy, and L. Eastman, “Effect of passivation on algan/gan hemt device performance,” in *Compound Semiconductors, 2000 IEEE International Symposium on*, 2-5 Oct. 2000, pp. 357–363.
- [17] D. Ducatteau, M. Werquin, C. Gaquiere, D. Théron, T. Martin, E. Delos, B. Grimbert, E. Morvan, N. Caillas, V. Hoël, J. De Jaeger, and S. Delage, “Influence of passivation on high power algan/gan hemt devices at 10ghz,” in *12ème GAAS*, 2004.
- [18] P. Parikh, Y.-F. Wu, P. Chavarkar, M. Moore, U. Mishra, S. Sheppard, R. Smith, A. Saxler, J. Duc, W. Pribble, J. Milligan, and J. Palmour, “Algan-gan hemts : material, device, circuit technology and applications,” in *Compound Semiconductors, 2003. International Symposium on*, 25-27 Aug. 2003, pp. 165–166.
- [19] A. Sozza, “Reliability of algan/gan hemts for rf and microwave applications,” Ph.D. dissertation, Università degli studi di Padova, 2005.
- [20] L. Eastman, V. Tilak, V. Kaper, J. Smart, R. Thompson, B. Green, J. Shealy, and T. Prunty, “Progress in high-power, high frequency algan/gan hemts,” *phys. stat. sol.*, vol. 194, pp. 433–438, 2002.
- [21] H. Xu, C. Sanabria, S. Heikman, S. Keller, U. Mishra, and R. York, “High power gan oscillators using field-plated hemt structure,” in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 12-17 June 2005, p. 4pp.
- [22] S. Karmalkar and U. Mishra, “Enhancement of breakdown voltage in algan/gan high electron mobility transistors using a field plate,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 8, pp. 1515–1521, Aug. 2001.

- [23] Y.-F. Wu, A. Saxler, M. Moore, T. Wisleder, U. Mishra, and P. Parikh, "Field-plated gan hemts and amplifiers," in *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05. IEEE*, 30 Oct.-2 Nov. 2005, p. 4pp.
- [24] Y.-F. Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder, and P. Parikh, "40-w/mm double field-plated gan hemts," in *Device Research Conference, 2006 64th*, June 2006, pp. 151–152.
- [25] H. Xing, Y. Dora, A. Chini, S. Heikman, S. Keller, and U. Mishra, "High breakdown voltage algan/gan hemts achieved by multiple field plates," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 25, no. 4, pp. 161–163, April 2004.
- [26] Y. Ando, A. Wakejima, Y. Okamoto, T. Nakayama, K. Ota, K. Yamanoguchi, Y. Murase, K. Kasahara, K. Matsunaga, T. Inoue, and H. Miyamoto, "Novel algan/gan dual-field-plate fet with high gain, increased linearity and stability," in *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, 5-7 Dec. 2005, pp. 576–579.
- [27] W. Saito, M. Kuraguchi, Y. Takada, K. Tsuda, I. Omura, and T. Ogura, "Design optimization of high breakdown voltage algan-gan power hemt on an insulating substrate for r/sub on/a-v/sub b/ tradeoff characteristics," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 1, pp. 106–111, Jan. 2005.
- [28] V. Palankovski, R. Quay, and S. Vitinov, "Field-plate optimization of algan/gan hemts," in *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2006 IEEE*, Nov. 2006, pp. 107–110.
- [29] Y. Dora, A. Chakraborty, L. Mccarthy, S. Keller, S. Denbaars, and U. Mishra, "High breakdown voltage achieved on algan/gan hemts with integrated slant field plates," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 27, no. 9, pp. 713–715, Sept. 2006.
- [30] S.-H. Lu, W. Zhou, D. Yan, J.-X. Xia, and M.-H. Yang, "Effect of source-connected field plate on electric field distribution and breakdown voltage in algan/gan hemts," in *Solid-State and Integrated Circuit Technology, 2006. ICSICT '06. 8th International Conference on*, Oct. 2006, pp. 860–862.
- [31] V. Kumar, G. Chen, S. Guo, and I. Adesida, "Field-plated 0.25-/spl mu/m gate-length algan/gan hemts with varying field-plate length," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, pp. 1477–1480, 2006.
- [32] F. Medjdoub, J.-F. Carlin, M. Gonschorek, E. Feltin, M. Py, D. Ducatteau, C. Gaquiere, N. Grandjean, and E. Kohn, "Can inaln/gan be an alternative to high power / high temperature algan/gan devices?" in *Electron Devices Meeting, 2006. IEDM '06. International*, 11-13 Dec. 2006, pp. 1–4.

- [33] Y.-F. Wu, A. Saxler, M. Moore, R. Smith, S. Sheppard, P. Chavarkar, T. Wisleder, U. Mishra, and P. Parikh, “30-w/mm gan hemts by field plate optimization,” *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 25, no. 3, pp. 117–119, March 2004.
- [34] “<http://www.eudyna.com>,” Tech. Rep.
- [35] A. Wakejima, T. Nakayama, K. Ota, Y. Okamoto, Y. Ando, N. Kuroda, M. Tanomura, K. Matsunaga, and H. Miyamoto, “Pulsed 0.75kw output single-ended gan-fet amplifier for l/s band applications,” in *Electronics Letters*, vol. 42, no. 23, November 9 2006, pp. 1349–1350.
- [36] V. Kumar, G. Chen, S. Guo, B. Peres, I. Eliasevich, and I. Adesida, “Field-plated 0.25 /spl mu/m gate-length algan/gan hemts on 6h-sic with power density of 9.1 w/mm at 18 ghz,” *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1080–1081, 2005.
- [37] Y.-F. Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder, U. Mishra, and P. Parikh, “8-watt gan hemts at millimeter-wave frequencies,” in *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, 5-7 Dec. 2005, pp. 583–585.
- [38] Y.-F. Wu, S. Wood, R. Smith, S. Sheppard, S. T. Allen, P. Parikh, and J. Milligan, “An internally-matched gan hemt amplifier with 550-watt peak power at 3.5 ghz,” in *Electron Devices Meeting, 2006. IEDM '06. International*, 11-13 Dec. 2006, pp. 1–3.
- [39] K. Boutros, S. Chandrasekaran, W. Luo, and V. Mehrotra, “Gan switching devices for high-frequency, kw power conversion,” in *Power Semiconductor Devices and IC's, 2006 IEEE International Symposium on*, 04-08 June 2006, pp. 1–4.
- [40] F. Medjdoub, D. Ducatteau, C. Gaquiere, J.-F. Carlin, M. Gonschorek, E. Feltin, M. Py, N. Grandjean, and E. Kohn, “Evaluation of alinn=gan hemts on sapphire substrate in microwave, time and temperature domains,” in *Electronics Letters*, vol. 43, no. 5, March 1 2007, pp. 71–72.
- [41] F. Medjdoub, N. Sarazin, M. Tordjman, M. Magis, M. Di Forte-Poisson, M. Knez, E. Delos, C. Gaquiere, S. Delage, and E. Kohn, “Characteristics of al/sub 2/o/sub 3//allnn /gan moshemt,” in *Electronics Letters*, vol. 43, no. 12, June 7 2007, pp. 691–692.
- [42] S. Heckmann, “Contribution au développement d’une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes l et s pour des applications de télécommunications civiles et radar,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [43] 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.

- [44] D. Floriot, J.-C. Jacquet, E. Chartier, J.-M. Coupat, P. Eudeline, P. Auxemery, and H. Blanck, "Thermal management of power hbt in pulsed operating mode," in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, p. 541.
- [45] D. Floriot, S.-L. Delage, E. Chartier, H. Blanck, and M.-A. Poisson, "7.12 w/mm (up to 1.7w) cw x-band ingap/gaas hbts : Top heat sink and topology influence," in *European Microwave Conference, 1997. 27th*, vol. 2, Oct. 1997, pp. 1026–1029.
- [46] T. Gasseling, S. Heckmann, D. Barataud, J. Nebus, J. Villotte, R. Quere, D. Floriot, and P. Auxemery, "Large signal pulsed rf and dc load pull characterization of high voltage 10w gaas-gainp hbts," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 8-13 June 2003, pp. 1651–1654vol.3.
- [47] S. Heckmann, R. Sommet, J.-M. Nebus, J.-C. Jacquet, D. Floriot, P. Auxemery, and R. Quere, "Characterization and modeling of bias dependent breakdown and self-heating in gainp/gaas power hbt to improve high power amplifier design," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 12, pp. 2811–2819, Dec. 2002.
- [48] S. Heckmann, J.-M. Nebus, R. Quere, J.-C. Jacquet, D. Floriot, and P. Auxemery, "Measurement and modelling of static and dynamic breakdowns of power gainp/gaas hbts," in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, vol. 2, 2-7 June 2002, pp. 1001–1004.
- [49] A. Mallet, D. Floriot, J. Viaud, F. Blache, J. Nebus, and S. Delage, "A 90power-added-efficiency gainp/gaas hbt for l-band radar and mobile communication systems," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters]*, vol. 6, no. 3, pp. 132–134, March 1996.
- [50] S. Piotrowicz, E. Chartier, J. Jacquet, D. Floriot, J. Coupat, C. Framery, P. Eudeline, and P. Auxemery, "High power and high efficiency 30 w compact s-band hbt power chips with gold or diamond heat spreaders," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 1527–1530Vol.3.
- [51] S. Piotrowicz, E. Chartier, J. Jacquet, D. Floriot, J. Obregon, P. Dueme, J. Delaire, and Y. Mancuso, "Ultra compact x-band gainp/gaas hbt mmic amplifiers : 11w, 42Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, June 2006, pp. 1867–1870.
- [52] H. Xing and U. Mishra, "Temperature dependent i-v characteristics of algan/gan hbts and gan bjts," in *High Performance Devices, 2004. Proceedings. IEEE Lester Eastman Conference on*, 4-6 Aug. 2004, pp. 195–200.

- [53] C. Chang, “Amélioration de modèles électrothermiques de composants de puissance de type tbn ou pHEMT et application à la conception optimale de modules actifs pour les radars,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2004.
- [54] X. Luo, B. Zhang, Z. Li, Y. Guo, X. Tang, and Y. Liu, “A novel 700-v soi ldmos with double-sided trench,” *Electron Device Letters*, vol. 28, pp. 422–424, 2007.
- [55] M. Guyonnet, “Modélisation électrothermique non linéaire de transistors ldmos de puissance : application à la détermination de règles d’échelle,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2005.
- [56] D. Muller, A. Giry, F. Judong, C. Rossato, F. Blanchet, B. Szelag, A. Monroy Aguirre, R. Sommet, D. Pache, and O. Noblanc, “High-performance 15-v novel ldmos transistor architecture in a 0.25 micromètre bimos process for rf-power applications,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 861–868, April 2007.
- [57] R. Bagger, C. D. Shih, Y. Yu, J. Sjoström, and P. Andersson, “Rf ldmos power amplifier integrated circuit for w-cdma/td-scdma applications,” in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, 10–15 Sept. 2006, pp. 1343–1346.
- [58] B. Szelag, D. Muller, J. Mourier, F. Judong, A. Giry, D. Pache, Monroy, and M. Roche, “Nldmos rf optimization guidelines for wireless power amplifier applications,” in *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2005. Proceedings of the*, 9–11 Oct. 2005, pp. 280–283.
- [59] C.-K. Chu, H.-K. Huang, H.-Z. Liu, C.-H. Lin, C.-H. Chang, C.-L. Wu, C.-S. Chang, and Y.-H. Wang, “A 9.1&0.7 ghz 10-w, 40-db gain four-stage pHEMT mmic power amplifier,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 17, no. 2, pp. 151–153, Feb. 2007.
- [60] C.-H. Lin, H.-Z. Liu, C.-K. Chu, H.-K. Huang, C.-C. Liu, C.-H. Chang, C.-L. Wu, C.-S. Chang, and Y.-H. Wang, “A compact 6.5-w pHEMT mmic power amplifier for ku-band applications,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 17, pp. 154–156, 2007.
- [61] 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.
- [62] U. Lott, “Measurement of magnitude and phase of harmonics generated in nonlinear microwave two-ports,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 10, pp. 1506–1511, Oct. 1989.
- [63] M. Sipila, K. Lehtinen, and V. Porra, “High-frequency periodic time-domain waveform measurement system,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 10, pp. 1397–1405, Oct. 1988.

- [64] D. Barataud, A. Mallet, M. Campovecchio, J. Nebus, J. Villotte, and J. Verspecht, “Measurements of time domain voltage/current waveforms at r.f. and microwave frequencies for the characterization of nonlinear devices,” in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1998. IMTC/98. Conference Proceedings. IEEE*, vol. 2, 18-21 May 1998, pp. 1006–1010vol.2.
- [65] D. Barataud, C. Arnaud, B. Thibaud, M. Campovecchio, J.-M. Nebus, and J. Villotte, “Measurements of time-domain voltage/current waveforms at rf and microwave frequencies based on the use of a vector network analyzer for the characterization of nonlinear devices-application to high-efficiency power amplifiers and frequency-multipliers optimization,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 1259–1264, Oct. 1998.
- [66] 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.
- [67] 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.
- [68] “Product note nm100,” NMDG Engineering, Tech. Rep.
- [69] J. Verspecht, “Large-signal network analysis,” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 6, no. 4, pp. 82–92, Dec 2005.
- [70] —, “Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices,” Ph.D. dissertation, Université de Bruxelles, 1995.
- [71] S. Islam and A. Anwar, “Self-heating and trapping effects on the rf performance of gan mesfets,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 1229–1236, 2004.
- [72] O. Jardel, “Contribution à l’étude de la topologie de composants en nitrure de gallium pour des applications dans le domaine micro-ondes couplant puissance et robustesse,” Rapport d’avancement T0+24, CEA - Thalès 3-5lab - XLIM, Tech. Rep., 2007.
- [73] 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.
- [74] G. T. Charbonniaud, C., S. De Meyer, R. Quéré, J.-P. Teyssier, D. Barataud, J.-M. Nébus, T. Martin, B. Grimbert, V. Hoël, N. Caillas, and E. Morvan, “Power

- performance evaluation of algan/gan hemts through load-pull and pulsed i(v) measurements,” in *12ème GAAS*, 2004.
- [75] J.-P. Teyssier, P. Bouysse, Z. Ouarch, D. Barataud, T. Peyretailade, and R. Quere, “40-ghz/150-ns versatile pulsed measurement system for microwave transistor isothermal characterization,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 12, pp. 2043–2052, Dec. 1998.
- [76] T. Gasseling, “Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle cao,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [77] 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 gan hemts on sic and sapphire substrates,” in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, p. 4pp.
- [78] S. Gasseling, T. and Dellier, C. Charbonniaud, E. Peragin, L. Lapierre, A. Mallet, M. Rousselet, P. Martin, and D. Deveaux, “Low cost s band high efficiency power amplifier designed for space applications,” in *Microwave Technology and Techniques Workshop : Enabling future space systems, ESTEC, the Netherlands*, 2006.
- [79] J. Benedikt, R. Gaddi, P. Tasker, and M. Goss, “High-power time-domain measurement system with active harmonic load-pull for high-efficiency base-station amplifier design,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 12, pp. 2617–2624, Dec. 2000.
- [80] D. Williams, A. Lewandowski, T. Clement, J. Wang, P. Hale, J. Morgan, D. Keenan, and A. Dienstfrey, “Covariance-based uncertainty analysis of the nist electrooptic sampling system,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 1, pp. 481–491, Jan. 2006.
- [81] D. F. Williams, P. D. Hale, T. S. Clement, and J. M. Morgan, “Mismatch corrections for electro-optic sampling systems,” in *ARFTG Conference Digest-Fall, 56th*, vol. 38, Nov. 2000, pp. 1–5.
- [82] W. Van Moer and Y. Rolain, “A large-signal network analyzer : why is it needed ?” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 6, pp. 46–62, 2006.
- [83] F. Sischka, “<http://eesof.tm.agilent.com/docs/iccap2002/mdlgbook/1measurements/4lsna/nolinrf1.pdf>,” Agilent Technologies, Tech. Rep.
- [84] T. Reveyrand, A. Mallet, J.-M. Nebus, and M. Bossche, “Calibrated measurements of waveforms at internal nodes of mmics with a lsna and high impedance probes,” in *ARFTG Microwave Measurements Conference, 2003. Fall 2003. 62nd*, 4-5 Dec. 2003, pp. 71–76.

- [85] T. Reveyrand, A. Mallet, F. Gizard, L. Lapierre, J.-M. Nébus, and M. Vanden Bossche, “A new time domain waveform measurement setup to investigate internal node voltages in mmics,” in *Microwave technology and technique workshop, ESTEC, Noordwijk*, 2004.
- [86] X. Cui, S. Joo Doo, P. Roblin, G. Jessen, R. Rojas, and J. Strahler, “Real-time active load-pull of the 2nd and 3rd harmonics for interactive design of non-linear power amplifiers,” in *ARFTG Conference Digest-Fall, 68th*, 2006.
- [87] P. Roblin, S. Joo Doo, X. Cui, G. Jessen, D. Chaillot, and J. Strahler, “New ultra-fast real-time active load-pull measurements for high speed rf power amplifier design,” in *Microwave Symposium Digest, 2007 IEEE MTT-S International*, 2007.
- [88] F. Verbeyst and M. Bossche, “Real-time and optimal pa characterization speeds up pa design,” in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, vol. 1, 11-15 Oct. 2004, pp. 431–434.
- [89] M. Myslinski, D. Schreurs, K. Remley, M. McKinley, and B. Nauwelaers, “Large-signal behavioral model of a packaged rf amplifier based on qpsk-like multisine measurements,” in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, pp. 185–188.
- [90] K. Remley, M. Schreurs, D. Williams, and J. Wood, “Extended nvna bandwidth for long-term memory measurements,” in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 1739–1742Vol.3.
- [91] M. El Yaagoubi, G. Neveuxm, D. Barataud, J. Nebus, and J. Verspecht, “Accurate phase measurements of broadband multitone signals using a specific configuration of a large signal network analyzer,” in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1448–1451.
- [92] M. Myslinski, D. Schreurs, K. Remley, and B. Nauwelaers, “Wideband large-signal rf measurements applied to behavioral model extraction,” in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, Sept. 2006, pp. 165–168.
- [93] W. Van Moer and Y. Rolain, “An improved broadband conversion scheme for the large signal network analyzer,” in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 12-17 June 2005, p. 4pp.
- [94] D. Schreurs, J. Verspecht, B. Nauwelaers, A. Van de Capelle, and M. Van Rossum, “Direct extraction of the non-linear model for two-port devices from vectorial non-linear network analyzer measurements,” in *European Microwave Conference, 1997. 27th*, vol. 2, Oct. 1997, pp. 921–926.
- [95] D. Schreurs, E. Vandamme, and S. Vandenberghe, “Capabilities of vectorial large-signal measurements to validate rf large-signal device models,” in *ARFTG Conference Digest-Fall, 58th*, vol. 40, Nov. 2001, pp. 1–6.

- [96] D. Schreurs, M. Myslinski, and K. Remley, "Rf behavioural modelling from multisine measurements : influence of excitation type," in *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, vol. 3, 7-9 Oct. 2003, pp. 1011–1014Vol.3.
- [97] D. Schreurs, J. Verspecht, E. Vandamme, N. Vellas, C. Gaquiere, M. Germain, and G. Borghs, "Ann model for algan/gan hemts constructed from near-optimal-load large-signal measurements," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol. 1, 8-13 June 2003, pp. 447–450vol.1.
- [98] M. Myslinski, D. Schreurs, and B. Nauwelaers, "Large-signal time-domain behavioral model of a packaged device for high efficient wireless circuit design," in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, vol. 2, 13 Oct. 2004, pp. 565–568.
- [99] J. Verspecht, D. Gunyan, J. Horn, J. Xu, A. Cognata, and D. E. Root, "Multi-tone, multi-port, and dynamic memory enhancements to phd nonlinear behavioral models from large-signal measurements and simulations," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 969–972.
- [100] Verspecht and D. Root, "Polyharmonic distortion modeling," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 3, pp. 44–57, June 2006.
- [101] D. Root, J. Wood, N. Tuffillaro, D. Schreurs, and A. Pekker, "Systematic behavioral modeling of nonlinear microwave/rf circuits in the time domain using techniques from nonlinear dynamical systems," in *Behavioral Modeling and Simulation, 2002. BMAS 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Workshop on*, 6-8 Oct. 2002, pp. 71–74.
- [102] D. Root, J. Wood, and N. Tuffillaro, "New techniques for non-linear behavioral modeling of microwave/rf ics from simulation and nonlinear microwave measurements," in *Design Automation Conference, 2003. Proceedings*, 2-6 June 2003, pp. 85–90.
- [103] D. Root, J. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, and A. Cognata, "Broad-band polyharmonic distortion (phd) behavioral models from fast automated simulations and large-signal vectorial network measurements," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 11, pp. 3656–3664, Nov. 2005.
- [104] W. Van Moer, Y. Rolain, and A. Barel, "Measuring and modelling a microwave amplifier by means of the lsna," in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, pp. 325–328.
- [105] A. Bennadji, A. Soury, E. Ngoya, and R. Quere, "Implementation of behavioral models in system simulator and rf circuit/system co-simulation," in *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits, 2006 International Workshop on*, Jan. 2006, pp. 168–171.

- [106] E. Ngoya, N. Le Gallou, J. Nebus, H. Buret, and P. Reig, "Accurate rf and microwave system level modeling of wideband nonlinear circuits," in *Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International*, vol. 1, 11-16 June 2000, pp. 79–82vol.1.
- [107] A. Soury, E. Ngoya, and J. Rousset, "Behavioral modeling of rf and microwave circuit blocks for hierarchical simulation of modern transceivers," in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 12-17 June 2005, p. 4pp.
- [108] A. Soury and E. Ngoya, "A two-kernel nonlinear impulse response model for handling long term memory effects in rf and microwave solid state circuits." in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1105–1108.
- [109] W. Van Moer and Y. Rolain, "Proving the usefulness of a three-port nonlinear vectorial network analyzer through mixer measurements," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 6, pp. 1834–1837, Dec. 2003.
- [110] Y. Morandini, D. Ducateau, L. Larlanche, C. Gaquière, and D. Gloria, "Characterization of mos varactor with large signal network analyser (lsna) in cmos 65nm bulk and soi technologies," in *ARFTG Conference Digest, Spring 2007. 69th*, 2007.
- [111] J. Benedikt and P. Tasker, "High-power time-domain measurement bench for power amplifier development," in *ARFTG Conference Digest, Fall 2002. 60th*, 5-6 Dec. 2002, pp. 107–110.
- [112] "<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-1145.pdf>," Tech. Rep.
- [113] "<http://www.krytar.com/pdf/501820.pdf>," Tech. Rep.
- [114] "<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5091-6188e.pdf>," Tech. Rep.
- [115] H. Early, "A wide-band directional coupler for wave guide," *Proceedings of the IRE*, 1946.
- [116] H. Riblet, "A mathematical theory of directional couplers," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 11, pp. 1307–1313, Nov. 1947.
- [117] 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.
- [118] 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.
- [119] 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.

- [120] —, “In-circuit, non-contacting, s-parameter measurement for planar circuits,” in *ARFTG Conference Digest-Spring, 57th*, vol. 39, May 2001, pp. 1–4.
- [121] F. De Groote, J. Verspecht, C. Tsironis, D. Barataud, and J.-P. Teyssier, “An improved coupling method for time domain load-pull measurements,” in *ARFTG Conference Digest, 2005. Spring 2005. 65th*, 17 June 2005, p. 4pp.
- [122] B. Thon, D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, F. Thevenon, M. Rochette, J. Puech, L. Lapierre, and J. Sombrin, “Coupled pade approximation-finite element method applied to microwave device design,” in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 2-7 June 2002, pp. 1889–1892.
- [123] K. Yhland, J. Stenarson, and C. Wingqvist, “Noncontacting measurement of reflection coefficient and power in planar circuits up to 40ghz,” in *ARFTG Conference Digest, 2007. Spring 2007. 69th*, 2007.
- [124] A. note 1408-12, “Pulsed-rf s-parameter measurements using wideband and narrowband detection,” Agilent, Tech. Rep.
- [125] 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.
- [126] S. J. Doo, P. Roblin, G. H. Jessen, R. C. Fitch, J. K. Gillespie, N. A. Moser, A. Crespo, G. Simpson, and J. King, “Effective suppression of iv knee walk-out in algan/gan hemts for pulsed-iv pulsed-rf with a large signal network analyzer,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, no. 12, pp. 681–683, Dec. 2006.
- [127] M. Marchetti, M. Pelk, K. Buisman, M. Spirito, and L. de Vreede, “A pulsed network analyzer for high dynamic range isothermal measurements,” in *ARFTG Conference Digest, 2006. Fall 2006. 68th*, 2006.
- [128] 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.
- [129] 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.
- [130] J.-P. Teyssier and F. De Groote, “An embedded controller for the lsna,” in *IMTC Conference Digest, 2007*.
- [131] 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.

- [132] C. Gaquiere, B. Bonte, D. Theron, Y. Crosnier, P. Arsene-Henri, and T. Pacou, "Breakdown analysis of an asymmetrical double recessed power mesfet's," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 209–214, Feb. 1995.
- [133] J. Verspecht, D. Schreurs, J. Verspecht, and D. Schreurs, "Measuring transistor dynamic loadlines and breakdown currents under large-signal high-frequency operating conditions," in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 7-12 June 1998, pp. 1495–1498vol.3.
- [134] F. De Groote, O. Jardel, T. Reveyrand, J.-P. Teyssier, and R. Quéré, "Mesures de cycles de charge non linéaires pour la caractérisation de transistors micro-ondes gan," in *15ème JNM*, 2007.
- [135] V. Kaper, V. Tilak, B. Green, R. Thompson, T. Prunty, L. Eastman, and J. Shealy, "Time-domain characterization of nonlinear operation of an algan/gan hemt," in *ARFTG Conference Digest, Spring 2003. 61st*, 13 June 2003, pp. 97–102.
- [136] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "Very high efficiency microwave amplifier. the harmonic manipulation approach," in *Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000. 13th International Conference on*, vol. 3, 22-24 May 2000, pp. 33–46vol.3.
- [137] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, E. Limiti, A. Serino, M. Peroni, P. Romanini, and C. Proietti, "A c-band high efficiency second harmonic tuned hybrid power amplifier in gan technology," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, 4-6 Oct. 2006.
- [138] F. De Groote, O. Jardel, J. Verspecht, D. Barataud, J.-P. Teyssier, and R. Quere, "Time domain harmonic load-pull of an algan/gan hemt," in *ARFTG Conference Digest, 2005. Fall 2005. 66th*, 2005.
- [139] C. Tsironis, R. Meierer, B. Hosein, T. Beauchamp, and R. Jallad, "Mpt, a universal multi-purpose tuner," in *ARFTG Conference Digest, 2005. Spring 2005. 65th*, 17 June 2005, pp. 113–117.
- [140] F. De Groote, O. Jardel, J.-P. Teyssier, V.-J. Gasseling, T., V. Mallette, and C. Tsironis, "On-wafer time domain load-pull optimization of transistor load cycle with the new multi-harmonic mpt tuner," in *ARFTG Conference Digest, 2007. Spring 2007. 69th*, 2007.

Annexes

Nomenclature

<i>ARV</i>	Analyseur de réseaux vectoriel.
<i>CAN</i>	Convertisseur Analogique Numérique.
<i>CW</i>	Excitation continue.
<i>DST</i>	Dispositif sous test.
<i>FracN</i>	Synthétiseur de basses fréquences à haute précision.
<i>HEMT</i>	High Electron Mobility Transistor.
<i>IF</i>	Intermediate frequencies.
<i>LPT</i>	Load-Pull Temporel.
<i>LRRM</i>	Line Reflect Reflect Match.
<i>LSNA</i>	Large Signal Network Analyzer.
<i>MMIC</i>	Microwave Monolithic Integrated Circuit.
<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>TOS</i>	Taux d'onde stationnaire.

Publications et communications relatives à ce travail

Publications :

- [1] J-P. Teyssier, D. Barataud, C. Charbonniaud, F. De Groote, M. Mayer, J-M. Nébus, R. Quéré, “Large-Signal Characterization of Microwave Power Devices”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol 15, Issue 5, Septembre 2005, p 479-490.
- [2] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J-C. Jacquet, C. Charbonniaud, J-P. Teyssier, D. Floriot, R. Quéré, “An electrothermal model for AlGa_N/Ga_N power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR”, *à paraître dans IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Décembre 2007.

Communications :

- [3] J-P. Teyssier, D. Barataud, C. Charbonniaud, F. De Groote, M. Mayer, J-M. Nébus, R. Quéré, “Large-Signal Characterization of Microwave Power Devices”, *12^{ème} GAAS*, Amsterdam, Octobre 2004.
- [4] M. El yaagoubi, F. De Groote, J-P. Teyssier, D. Barataud, J-M. Nébus, R. Quéré, S. Heckmann, D. Floriot, “Mesures des lieux de claquage dynamiques de transistors HBT par des mesures des tensions/courants temporels à l’aide d’un système LSNA ”, *14^{èmes} JNM*, Nantes, Mai 2005.
- [5] F. De Groote, J. Verspecht, C. Tsironis, D. Barataud, J-P. Teyssier, “An improved coupling method for time domain Load-Pull measurements”, *65^{ème} ARFTG*, Long Beach USA, Juin 2005.
- [6] F. De Groote, J. Verspecht, D. Barataud, J-P. Teyssier, “An improved coupling method for time domain Load-Pull measurements”, *35^{ème} EuMC*, Paris, Octobre 2005.
- [7] F. De Groote, O. Jardel, J. Verspecht, D. Barataud, J-P. Teyssier, R. Quéré, “Time Domain Harmonic Load-Pull of an AlGa_N/Ga_N HEMT”, *66^{ème} ARFTG*, Washington DC USA, Décembre 2005.

- [8] J-P. Teyssier, D. Barataud, C. Charbonniaud, F. De Groote, J. Verspecht, J-M. Nébus, R. Quéré, “A Transistor Measurement Setup for Microwave High Power Amplifiers Design”, *APMC*, Suzhou Chine, Décembre 2005.
- [9] F. De Groote, J. Verspecht, J-P. Teyssier, R. Quéré, “Load-pull measurement of transistor negative input impedance”, *68^{ème} ARFTG*, Broomfield USA, Décembre 2006.
- [10] J-P. Teyssier, F. De Groote, “An XML File Format and a Database for Measurement Data Storage”, *68^{ème} ARFTG*, Broomfield USA, Décembre 2006.
- [11] J. Verspecht, J-P. Teyssier, F. De Groote, “Affordable Large-Signal Network Analyzer Technology”, *Power Amplifier Symposium, Workshop on RF Power Transistor and Amplifier Characterization Techniques*, Long Beach USA, Janvier 2007.
- [12] J. Verspecht, J-P. Teyssier, F. De Groote, “Advanced Measurements for Power Transistors”, *Power Amplifier Symposium, Workshop on RF Power Transistor and Amplifier Characterization Techniques, papier invité*, Long Beach USA, Janvier 2007.
- [13] J-P. Teyssier, F. De Groote, “An Embedded Controller for the LSNA”, *IMTC*, Varsovie Pologne, Mai 2007.
- [14] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, C. Charbonniaud, J-P. Teyssier, R. Quéré, D. Floriot, “Modélisation du drain-lag dans des modèles électriques grand-signaux de transistors HEMTs AlGa_N/Ga_N”, *15^{èmes} JNM*, Toulouse, Mai 2007, prix JNM étudiant.
- [15] F. De Groote, O. Jardel, T. Reveyrand, C. Charbonniaud, J-P. Teyssier, R. Quéré, “Technique de mesure en impulsions pour de très faibles rapports cycliques appliquée aux transistors”, *15^{èmes} JNM*, Toulouse, Mai 2007.
- [16] F. De Groote, O. Jardel, T. Reveyrand, J-P. Teyssier, R. Quéré, “Mesures de cycles de charge non linéaires pour la caractérisation de transistors microondes Ga_N”, *15^{èmes} JNM*, Toulouse, Mai 2007.
- [17] O. Jardel, F. De Groote, C. Charbonniaud, T. Reveyrand, J-P. Teyssier, R. Quéré, D. Floriot, “A Drain-Lag Model for AlGa_N/Ga_N Power HEMTs”, *IMS*, Honolulu USA, Juin 2007.
- [18] F. De Groote, O. Jardel, J-P. Teyssier, T. Gasseling, J. Verspecht, V. Mallette, C. Tsironis, “On-Wafer Time Domain Load-Pull Optimization of Transistor Load Cycle with the New Multi-Harmonic MPT Tuner”, *69^{ème} ARFTG*, Honolulu USA, Juin 2007.
- [19] J-P. Teyssier, F. De Groote, “The XML file format as a general solution for measurement data storage and exchange”, *69^{ème} ARFTG*, Honolulu USA, Juin 2007.

Annexe 1 : Les bandes de fréquences

Symbole	Nom	bande associée	longueur d'onde
HF	High Frequency	3-30MHz	10-100m
P		<300MHz	
VHF	Very High Frequency	50-330MHz	0.9-6m
UHF	Ultra High Frequency	300-1000MHz	0.3-1m
L	Long	1-2GHz	15-30cm
S	Short	2-4GHz	7.5-15cm
C		4-8GHz	3.75-7.5cm
X		8-12GHz	2.5-3.75cm
Ku	under K	12-18GHz	1.67-2.5cm
K	Kurz	18-27GHz	1.11-1.67cm
Ka	above K	27-40GHz	0.75-1.11cm
mm	bande millimétrique	40-300GHz	1mm-0.75cm

TAB. 5.1 – Bandes de fréquences avec leur symbole associé

Annexe 2 : Le tableau de Mendeleïev

>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
V	IA	IIA	IIIB	IVB	VB	VIB	VII B	VIII B	VIII B	VIII B	IB	II B	IIIA	IVA	VA	VIA	VIIA	VIIIA
1	1 H												5 B	6 C	7 N	8 O	9 F	10 Ne
2	3 Li	4 Be											13 Al	14 Si	15 P	16 S	17 Cl	18 Ar
3	11 Na	12 Mg											31 Ga	32 Ge	33 As	34 Se	35 Br	36 Kr
4	19 K	20 Ca	21 Sc	22 Ti	23 V	24 Cr	25 Mn	26 Fe	27 Co	28 Ni	29 Cu	30 Zn	49 In	50 Sn	51 Sb	52 Te	53 I	54 Xe
5	37 Rb	38 Sr	39 Y	40 Zr	41 Nb	42 Mo	43 Tc	44 Ru	45 Rh	46 Pd	47 Ag	48 Cd	81 Tl	82 Pb	83 Bi	84 Po	85 At	86 Rn
6	55 Cs	56 Ba	*	72 Hf	73 Ta	74 W	75 Re	76 Os	77 Ir	78 Pt	79 Au	80 Hg	113 Uut	114 Uuq	115 Uup	116 Uuh	117 Uus	118 Uuo
7	87 Fr	88 Ra	**	104 Rf	105 Db	106 Sg	107 Bh	108 Hs	109 Mt	110 Ds	111 Rg	112 Uub	113 Uut	114 Uuq	115 Uup	116 Uuh	117 Uus	118 Uuo
				57 La	58 Ce	59 Pr	60 Nd	61 Pm	62 Sm	63 Eu	64 Gd	65 Tb	66 Dy	67 Ho	68 Er	69 Tm	70 Yb	71 Lu
				89 Ac	90 Th	91 Pa	92 U	93 Np	94 Pu	95 Am	96 Cm	97 Bk	98 Cf	99 Es	100 Fm	101 Md	102 No	103 Lr

* Lanthanides
 ** Actinides

Métaux alcalins	Métaux alcalino-terreux	Lanthanides	Actinides	Métaux de transition
Métaux pauvres	Métalloïdes	Non-métaux	Halogènes	Gaz rares

FIG. 5.29 – Tableau périodique des éléments créé par Mendeleiev (source : <http://fr.wikipedia.org>)

Mesures de formes d'ondes temporelles en impulsions : application à la caractérisation de transistors micro-ondes de forte puissance

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 *Large Signal Network Analyser*. Une caractéristique importante de ce banc est la méthode de couplage, qui a été améliorée à partir d'une technique localisée. Elle permet de changer les caractéristiques habituelles de couplage des signaux micro-ondes pour introduire un minimum de pertes dans le chemin de puissance micro-onde. Elle permet de mesurer jusqu'à 20 GHz. Dans un deuxième temps, l'ensemble des mesures du banc a été étendu en impulsions. Une méthode pour mesurer dans ce mode a été mise en place pour conserver toute la dynamique de notre système, pour des rapports cycliques descendant à 0.0001. Dans une dernière partie, l'intérêt de mesurer les formes d'ondes temporelles avec les performances électriques des transistors de puissance est démontré, pour observer les zones limites d'utilisation des transistors en tension et en courant. Les capacités du banc de mesures à caractériser des composants GaN de puissance ont été prouvées, avec un HEMT AlGaIn/GaN Tiger mesuré à 20 W en impulsions à 2 GHz.

Mots clés : caractérisation en impulsions, HEMT AlGaIn/GaN, LSNA, mesures temporelles, puissance, sonde de puissance.

Pulsed time domain waveforms measurements : application to high power microwave transistors characterization

Abstract :

This work deals with time domain characterization of microwave power transistors, in continuous and pulsed modes. A setup has been created with the Large Signal Network Analyser, in order to manage together the constraints of these two objectives : time domain and power characterization. For this kind of setup, a key point is the coupling method, which has used and improved localized techniques defined in the 50s. This method can improve characteristics of the classical couplers in this kind of setup, to introduce as less losses as possible in the main RF path, up to 20 GHz. The second part consists in allowing this setup's measurements in pulsed mode. A method to acquire data in this mode has been developed, in order to keep all the setup's dynamic range, even for duty cycles of 0.0001. In the last part, the interest of measuring time domain slopes with electrical performances is showed, to reach the transistor's limits in terms of voltage and current. Power capabilities of this setup have been demonstrated with a HEMT AlGaIn/GaN Tiger up to 20 W at 2 GHz.

Keywords : HEMT AlGaIn/GaN, LSNA, power, pulsed characterization, time domain measurements, wave probes.

XLIM - UMR CNRS n°6172

123, avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES CEDEX