

Université de Limoges - Faculté des Sciences et Techniques
Ecole Doctorale n° 610 : Sciences et Ingénierie pour l'Information
XLIM - CCSNL, UMR CNRS 7252

Thèse

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Présentée et soutenue publiquement par

Seifeddine FAKHFAKH

le 18 Décembre 2018

**Nouvelles méthodes de caractérisation et de modélisation non-linéaire
électrothermique des effets de piège dans la technologie HEMT GaN pour l'étude
de la stabilité pulse à pulse dans les applications radar**

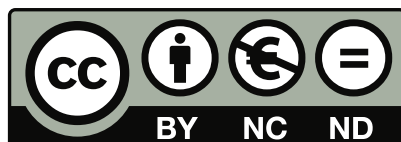
Directeurs de thèse : **Michel CAMPOVECCHIO et Audrey MARTIN**

Jury :

Eric BERGEAULT,	Professeur, Télécom Paris Tech	Rapporteur
Juan Mari COLLANTES,	Professeur, Université de Bilbao - Espagne	Rapporteur
Michel CAMPOVECCHIO,	Professeur, Université de Limoges, XLIM	Examineur
Philippe EUDELIN,	Directeur technique, Thalès Air Systems, Ymare	Examineur
Audrey MARTIN,	Maître de Conférences, Université de Limoges, XLIM	Examineur
Jean Michel NEBUS,	Professeur, Université de Limoges, XLIM	Examineur



Droits d'auteurs / Copyright



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « Paternité - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de modification 3.0 France » disponible en ligne à l'adresse suivante : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de Modification 3.0 France License. To view a copy of this license, visit <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/> or send a letter to Creative Commons, PO Box 1866, Mountain View, CA 94042, USA.

« Qui n'aime pas gravir la montagne, vivra éternellement au fond des vallées »

Abou El Kacem Chebbi

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au sein de l'institut de recherche XLIM de l'Université de Limoges (UMR CNRS 7252) dans l'équipe CCSNL (ancien département C2S2 Composants circuits signaux et systèmes hautes fréquences).

Je remercie Monsieur Dominique Baillargeat de m'avoir permis de réaliser ces travaux dans le laboratoire, ainsi que Monsieur Bernard Jarry pour l'accueil dans le département ainsi qu'au sein de l'école doctorale.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Jean-Michel Nebus, Professeur à l'Université de Limoges, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens tout particulièrement à adresser mes remerciements à Monsieur Michel Campo-vecchio, Professeur à l'Université de Limoges et à Madame Audrey Martin, Maître de conférences à l'université de Limoges, pour avoir suivi mes travaux de thèse, pour leur soutien permanent, l'efficacité de leurs aides, la qualité de leurs conseils et pour la grande disponibilité dont ils ont toujours fait preuve à mon égard.

Je tiens à remercier Monsieur Eric Bergeault, Professeur à Télécom Paris Tech, ainsi que Monsieur Juan-Maria Collantes, Professeur à l'Université de Bilbao, qui ont bien voulu juger de la qualité de ces travaux en acceptant d'en être les rapporteurs.

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel de l'équipe CCSNL pour leur gentillesse et leur disponibilité. Je voudrais remercier plus précisément Monsieur Denis Barataud, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Guillaume Neveux, Maître de Conférences à l'Université de Limoges qui sont spécialistes de la mesure pour m'avoir apporté leur aide ainsi que pour toutes les discussions sur la mesure de la stabilité pulse à pulse que nous avons eu.

Je remercie aussi Monsieur Damien Sauveron, Maîtres de Conférences à l'Université de Limoges, pour m'avoir accompagné et permis d'effectuer des enseignements dans de bonnes

conditions à la FST de Limoges.

Je tiens aussi également à remercier Madame Marie-Claude Lerouge, secrétaire du département pour sa gentillesse, sa disponibilité et surtout son efficacité à gérer mon manque de connaissances des rouages administratifs.

Je ne saurais oublier dans ces remerciements tous les membres de l'équipe CCSNL, anciens et nouveaux thésards pour les discussions et les moments que nous avons eu.

Mes derniers remerciements sont adressés à ma famille, et plus particulièrement à mes parents pour m'avoir soutenu moralement par leur présence quand il le fallait pendant toutes ces années malgré la distance qui nous séparait, ainsi que mon frère Wajdi qui n'est pas en reste.

A Laura, pour partager mon quotidien, pour ton soutien de tous les instants, à supporter mon humeur, surtout en cette fin de thèse.

Table des matières

Liste des figures	x
Liste des tableaux	xvi
Introduction générale	1
Chapitre I Les transistors HEMT GaN pour les applications radar	3
Introduction	5
Le Nitrure de Gallium	5
Hauteur de bande interdite	7
Mobilité et vitesse des porteurs	8
Le transistor HEMT AlGa _N /Ga _N	10
Le gaz bidimensionnel d'électrons 2DEG	10
Structure d'un HEMT AlGa _N /Ga _N	11
Les effets mémoires dans les HEMTs à base de Ga _N	12
Phénomènes thermiques	12
Les effets de pièges	14
Les radars	15
Le système radar	16
Fonctionnement et utilité	16
Constitution d'un système radar	20
Échos parasites	20
La stabilité pulse à pulse (P2P)	22
Définition	23
Les causes d'instabilité P2P	25
Les méthodes de quantification de la stabilité pulse à pulse	26
État de l'art de la stabilité pulse à pulse	30
Apport du HEMT Ga _N pour les applications radar	34
Conclusion	34
Chapitre II Mesures et modélisations non-linéaires électrothermiques des HEMTs AlGa_N/Ga_N	37
Introduction	39
Mesure des paramètres [S] CW (Continuous Wave)	42
Modèle électrique linéaire	42
Détermination des éléments extrinsèques et intrinsèques	43
Mesure I-V impulsionnelle	45
Principe de fonctionnement et banc de mesure en impulsion	46
Modélisation non-linéaire de la source de courant	54

Modèle non-linéaire statique	54
Modèle non-linéaire dynamique	57
Mesures I-V impulsionnelles en température	58
Source de courant thermique	59
Détermination de la résistance thermique	61
Définition de la résistance thermique	61
Détermination de la résistance thermique	62
Mesure des transitoires de courant après une longue impulsion	64
Détermination des constantes de temps thermiques	66
Mesure de paramètres [S] en impulsions	68
Synoptique du banc et intérêt de la mesure en impulsion	68
Modélisation des capacités non-linéaires	71
Conclusion	73
Chapitre III Mesures et modélisation des pièges des HEMTs AlGaIn/GaN	75
Introduction	77
Origines physiques des pièges dans un HEMT GaN	77
Modèle électrique non-linéaire de pièges	79
Sous-circuit de gate-lag	80
Sous-circuit de drain-lag	81
Mesures DLTS et DLOS de caractérisation des pièges	83
Deep Level Transient Spectroscopy (DLTS)	83
Deep Level Optical Spectroscopy (DLOS)	85
Mesures électriques spécifiques des transistors pour la caractérisation des pièges	87
Mesures I-V impulsionnelles à différentes polarisations	87
Mesure de l'admittance de sortie en très basse fréquence	91
Mesures "Load-Pull"	99
Impact des pièges sur les transitoires de courant	106
Conclusion	112
Chapitre IV La stabilité pulse à pulse (P2P) comme outil de modélisation des HEMTs AlGaIn/GaN	115
Introduction	117
Mesures de la stabilité P2P	118
Historique	118
Mesures temporelles sous pointes	120
Architecture "Track and Hold" ou THA	122
Technique d'échantillonnage DQD (Digital Quadrature Demodulation)	124
Étalonnage RF du système de mesure temporelle	127
Impact de l'environnement de test sur les résultats de mesures de la stabilité P2P	131
Simulation non-linéaire de la stabilité P2P	136
Confrontation mesure-modèle en réponse à des rafales radar	140
Amélioration du modèle électrique de piège	140
Impact des effets mémoires sur les performances RF et BF	143
Impact des effets mémoires sur la stabilité P2P	143
Impact des effets mémoires sur le courant BF	144
Discussion et perspectives	146
Conclusion	149

Conclusion générale

151

Références

154

Table des figures

I.1	Structure cristallographique idéale pour un alliage de GaN de type Wurtzite (a) face Ga (b) face N.	6
I.2	Variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour différents matériaux en comparaison avec l'AsGa [9]	9
I.3	(a) Illustration schématique des charges induites dans la structure AlGaN/GaN, (b) Distribution de charges présentes dans la structure, (c) Illustration de la courbure du diagramme de bandes de l'hétérostructure AlGaN/GaN [8].	11
I.4	Structure d'un HEMT AlGaN/GaN..	11
I.5	Variation de la mobilité et de la concentration des électrons dans un semi-conducteur GaN [18].	14
I.6	Principe de détection d'une cible.	16
I.7	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) du signal radar impulsionnel.	17
I.8	(a) Variation de la phase par une cible mouvante, (b) Principe de calcul de la vitesse d'une cible avec un radar impulsionnel.	19
I.9	Synoptique de fonctionnement d'un système radar.	21
I.10	Impact des effets non-linéaires (a) et des effets mémoires (b) du transistor sur les impulsions successives d'une rafale radar.	24
I.11	Représentation temporelle des instabilités inter-impulsion et dans l'impulsion.	24
I.12	Les sources d'instabilité pulse à pulse dans une chaîne de transmission.	26
I.13	Module de l'enveloppe complexe $ \tilde{x}_{RF}(t_k) $	27
I.14	Illustration du calcul écart-type de la stabilité pulse à pulse.	28
I.15	Illustration du calcul RMS (Root Mean Square) de la stabilité pulse à pulse.	29
II.1	Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments localisés associés aux couches de matériaux [48].	39
II.2	Schéma électrique grand signal du modèle HEMT GaN incluant les effets thermiques et de pièges.	40
II.3	Différentes étapes de modélisation et de validation du modèle non-linéaire électrothermique et de pièges d'un HEMT GaN.	41
II.4	Modèle électrique équivalent petit signal d'un transistor HEMT.	42
II.5	Algorithme d'extraction de la matrice des paramètres extrinsèques du schéma équivalent petit signal d'un transistor de l'étape (a) jusqu'à l'étape (d).	43
II.6	Comparaison des paramètres [S] simulés (bleu) et mesurés (rouge) sur une bande fréquentielle [0.5GHz 20GHz] pour $V_{gs0} = -3.2V$, $V_{ds0} = 30V$ (HEMT GaN UMS 10x275 μ m).	45
II.7	Synoptique du banc de mesure I-V en mode impulsionnel.	47
II.8	Principe de la caractérisation I-V en mode impulsionnel.	48
II.9	Technique d'échantillonnage entrelacé utilisée par le "BILT AMCAD".	49

II.10	Principe de moyennage au niveau de la fenêtre de mesure pour une polarisation instantanée du réseau I-V.	50
II.11	Mesures I-V impulsionnelles avec des largeurs d'impulsions différentes (a) $W_{V_{gs}} = 1.2\mu s / W_{V_{ds}} = 1\mu s$ (b) $W_{V_{gs}} = 10.2\mu s / W_{V_{ds}} = 10\mu s$	52
II.12	Formes d'ondes temporelles de quelques points du réseau I-V impulsionnel mesurées avec tés de polarisation (a) et sans tés de polarisation (b).	53
II.13	Diagramme temporel des impulsions de mesure des réseaux I-V impulsionnels.	54
II.14	Source de courant non-linéaire intrinsèque d'un HEMT.	55
II.15	Comparaison mesure/modèle du courant de grille I_{gs} en fonction de la tension de drain V_{ds} (a) et des caractéristiques $I_d(V_{ds})$ (b) en impulsions pour une polarisation de repos en classe AB en utilisant le modèle Tajima modifié pour le transistor UMS $10 \times 275\mu m$	56
II.16	Comparaison mesure/modèle des caractéristiques $I_d(V_{ds})$ en impulsions pour une modélisation à froid en utilisant le modèle "Tajima modifié" pour le transistor UMS $10 \times 275\mu m$	58
II.17	Influence de la température ambiante (de $0^\circ C$ jusqu'à $100^\circ C$ avec un pas de $25^\circ C$) sur les caractéristiques I-V impulsionnelles du transistor UMS $10 \times 275\mu m$ pour une polarisation à froid ($V_{gs0} = V_{ds0} = 0V$) sans puissance dissipée.	59
II.18	Évolution des paramètres de la source de courant (I_{dss} , P) et de la résistance d'accès R_d en fonction de la température ambiante pour le transistor UMS $10 \times 275\mu m$	60
II.19	Comparaison mesure/modèle des caractéristiques $I_d(V_{ds})$ en impulsions pour une polarisation à froid à deux températures différentes : (a) $50^\circ C$ et (b) $100^\circ C$ du transistor UMS $10 \times 275\mu m$	61
II.20	Détermination de la résistance thermique grâce à la mesure du courant de drain du transistor UMS $10 \times 275\mu m$	63
II.21	Synoptique du banc de mesure utilisé pour la mesure du transitoire de courant (a) donnant l'évolution temporelle de la tension V_{ds_pulse} (b) ainsi que du courant I_{ds} (c).	65
II.22	Comparaison Mesure/Simulation de l'évolution temporelle du courant de drain dans une impulsion de 10ms du transistor UMS $10 \times 275\mu m$	67
II.23	Simulation de l'évolution de la température du canal dans une impulsion de $V_{ds_pulse} = 10ms$ pour une $P_{diss} = 5W$ et une température ambiante $T_a = 22^\circ C$	68
II.24	Synoptique du banc de mesure des paramètres [S] et des caractéristiques I-V en mode impulsionnel.	69
II.25	Principe de la mesure des paramètres [S] impulsionnels associés à chaque point de mesures I-V [48].	70
II.26	Diagramme temporel des impulsions de la mesure des paramètres [S] impulsionnels.	71
II.27	(a) Droite de charge utilisée pour l'extraction des capacités non-linéaires. (b) (c) Comparaison extraction/modèle des capacités C_{gs} et C_{gd} en fonction de V_{gs} et V_{gd} du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275\mu m$ dans la bande de fréquence [0.5-20 GHz].	72
III.1	Mécanismes d'échanges entre les défauts et les bandes énergétiques.	79
III.2	Schéma équivalent du modèle de gate-lag.	80
III.3	Schéma équivalent du modèle de drain-lag.	81

III.4	Chronogramme des tensions internes et du courant de drain dans le modèle de sous-circuit drain-lag.	82
III.5	Principe de la technique dite de Boxcar [73].	84
III.6	Résumé des trois méthodes d'utilisation de la DLOS [73].	86
III.7	Évaluation des effets de lags induits par des phénomènes de piégeage, obtenue par des mesures I-V impulsionnelles avec quatre points de polarisation de repos différents.	88
III.8	Courbes de $I_{ds} - V_{ds}$ pour un $V_{gs} \gg V_p$ pour trois points de repos des impulsions de tensions d'alimentation V_{ds} et V_{gs} , pour la mise en évidence du gate-lag et du drain-lag [73].	89
III.9	Comparaison des caractéristiques I-V impulsionnelles mesurées et simulées à différents conditions de polarisation de repos : (a) "froid", (b) gate-lag, (c) drain-lag et (d) "chaud".	90
III.10	Synoptique du banc de mesure du paramètre Y_{22} BF mis en place en configuration 1-port.	91
III.11	Modèle petit-signal d'un transistor HEMT comprenant un piège.	92
III.12	Mesure de la partie imaginaire d' Y_{22} (a) et de la partie réelle d' Y_{22} (b) avec $I_{ds0} = 100mA$ et $V_{ds0} = 30V$ pour différentes températures pour le composant HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275\mu m$	94
III.13	Courbe Arrhenius du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275\mu m$ pour une plage de température allant de $25^\circ C$ à $100^\circ C$, donnant une énergie d'activation apparente de $0.347eV$ et une section de capture de $8.1 \times 10^{-15}cm^2$	95
III.14	Comparaison mesure/simulation de la partie imaginaire de Y_{22} dans une gamme de fréquences de 100 Hz à 10 MHz à ($I_{ds0} = 100mA/V_{ds0} = 30V$) et $T_a = 25^\circ C$	96
III.15	Comparaison de résultats de mesures et de simulations du modèle drain-lag non-thermique de la partie imaginaire de Y_{22} dans une gamme de fréquences de 100 Hz à 10 MHz à ($I_{ds0} = 100mA/V_{ds0} = 30V$) pour différentes températures.	97
III.16	Schéma équivalent du modèle de drain-lag thermique [84].	98
III.17	Comparaison de résultats de mesures et de simulations du modèle drain-lag thermique de la partie imaginaire de Y_{22} dans une gamme de fréquences de 100 Hz à 10 MHz à ($I_{ds0} = 100mA/V_{ds0} = 30V$) pour différentes températures.	98
III.18	Comparaison des paramètres [S] du modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques (bleu) et de la mesure (rouge) sur une bande fréquentielle [0.5GHz 20GHz] pour (a) $I_{ds0} = 350mA$, $V_{ds0} = 30V$ et (b) $I_{ds0} = 50mA$, $V_{ds0} = 30V$ (UMS $10 \times 275\mu m$).	100
III.19	Synoptique du système de mesure pour la caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux.	101
III.20	Comparaisons mesures/simulations (modèle complet) à 3.5GHz aux points Q1 : $I_{ds0} = 350mA$ ($V_{gs0} = -3.2V/V_{ds0} = 30V$) et Q2 : $I_{ds0} = 50mA$ ($V_{gs0} = -3.8V/V_{ds0} = 30V$), des caractéristiques de puissance (PAE, gain, Pout, Pdc) en fonction de la puissance d'entrée Pin pour une impédance $Z_{opt} = 18 + j29$	103
III.21	Mise en évidence de l'importance de la modélisation des pièges thermiques pour reproduire les performances de puissance : comparaison mesure/simulations à 3.5GHz pour une impédance de charge Z_{opt} et une polarisation de repos $I_{ds0} = 350mA$ ($V_{gs0} = -3.2V/V_{ds0} = 30V$).	104

III.22	Mise en évidence de l'impact des différents types de pièges (drain-lag et gate-lag) sur l'évolution du courant moyen en fonction de la puissance d'entrée : comparaison mesure/simulations à 3.5GHz pour une impédance de charge Z_{opt} et une polarisation de repos $I_{ds0} = 350mA$ ($V_{gs0} = -3.2V/V_{ds0} = 30V$).	105
III.23	Synoptique du système de mesure temporelle RF et BF à base de THAs pour des rafales radar.	107
III.24	Signal de test radar irrégulier utilisé pour l'étude de l'évolution du courant de drain BF (I_{ds_BF}) et de la stabilité pulse à pulse (P2P) des transistors HEMTs GaN.	109
III.25	(a) Évolution temporelle de la puissance d'entrée d'une impulsion RF de la rafale radar; (b) Comparaison du courant de drain BF mesuré/simulé (zoom sur la 4ème impulsion) à une impulsion de puissance d'entrée de 19 dBm de 50 μs de largeur, période de 250 μs , temps de montée/descente de 5 μs , $I_{ds0} = 0,35A$, $V_{ds0} = 30V$ pour Z_{opt}	110
III.26	(a) Évolution temporelle de la puissance d'entrée d'une impulsion RF de la rafale radar; (b) Comparaison du courant de drain BF mesuré/simulé (zoom sur la 4ème impulsion) à une impulsion de puissance d'entrée de 10 dBm de 50 μs de largeur, période de 250 μs , temps de montée/descente de 5 μs , $I_{ds0} = 0,35A$, $V_{ds0} = 30V$ pour Z_{opt}	112
IV.1	Banc de mesure homodyne de la stabilité P2P [38].	118
IV.2	Banc de mesure d'enveloppe hétérodyne développé à XLIM [93].	119
IV.3	Impact de la durée de silence sur la stabilité P2P d'amplitude (a) et de phase (b) d'un amplificateur de puissance GaN [93].	120
IV.4	Synoptique du système de mesure temporelle RF [95].	121
IV.5	Schéma de principe de l'architecture "Track and Hold".	122
IV.6	Principe de fonctionnement de l'architecture "Track and Hold" [97].	123
IV.7	Principe de l'échantillonnage IQ [99].	125
IV.8	Démodulateur IQ numérique (DQD) pour l'échantillonnage IQ.	126
IV.9	Représentation fréquentielle des signaux d'étalonnage BF et RF	129
IV.10	Superposition des 8 impulsions de la rafale radar de test générée avec $f_0 = 3.525GHz$ en amplitude (a) et en phase (b) mesurées à vide avec la technique DQD. Stabilités P2P d'amplitude et de phase mesurées à vide (c).	130
IV.11	Comparaisons mesures/simulations (modèle complet) @ 3.525GHz du transistor QORVO $12 \times 210\mu m$, $I_{ds0} = 50mA$ ($V_{gs0} = -2.9V/V_{ds0} = 32V$) des caractéristiques de puissance (PAE, gain, Pout, Pdc) en fonction de la puissance d'entrée Pin pour une impédance $Z_{opt} = (25 + j23)\Omega$	131
IV.12	Impact de l'impédance de charge sur (a) (b) l'amplitude $ \tilde{v}_{out} $ et (c) (d) la phase φ_{out} mesurées de l'enveloppe de chaque impulsion dans la rafale. Stabilités P2P (e) d'amplitude et (f) de phase.	132
IV.13	Stabilité P2P globale dans l'impulsion pour les impédances de charge : Z_0 et Z_{opt}	133
IV.14	Impact de niveau de compression sur (a) (b) l'amplitude $ \tilde{v}_{out} $ et (c) (d) la phase φ_{out} mesurées de l'enveloppe de chaque impulsion dans la rafale. Stabilités P2P (e) d'amplitude et (f) de phase.	134

IV.15	Impact du niveau de polarisation en courant (50mA/125mA) sur (a) (b) l'amplitude $ \tilde{v}_{out} $ et (c) (d) la phase φ_{out} mesurées de l'enveloppe de chaque impulsion dans la rafale. Stabilités P2P (e) d'amplitude et (f) de phase calculées dans les deux cas.	136
IV.16	Principe de simulation en transitoire d'enveloppe "Circuit Enveloppe" sur une impulsion RF temporelle.	137
IV.17	Principe de construction de la rafale radar irrégulière modulée à une porteuse RF utilisée dans ADS pour la simulation "Circuit Enveloppe".	139
IV.18	Évolution temporelle de la température de jonction T_j (a) et de la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} (c) du modèle drain-lag dans la rafale radar de test. Superposition des T_j (b) et τ_{EMI_D} (d) des 8 impulsions successives de la rafale radar.	142
IV.19	Impact relatif des effets mémoires sur la stabilité P2P d'amplitude.	143
IV.20	Impact relatif des effets mémoires sur la stabilité P2P de phase.	144
IV.21	Impact relatif des effets mémoires sur le courant I_{ds_BF} simulé des trois premières impulsions de la deuxième rafale.	145
IV.22	Impact relatif des effets de pièges sur le courant I_{ds_BF} simulé des trois premières impulsions de la deuxième rafale.	146
IV.23	Impact relatif des effets de pièges sur le courant I_{ds} simulé.	147

Liste des tableaux

I.1	Propriétés électriques et thermiques des principaux semi-conducteurs (Si, AsGa, Sic-4H, Diamant) et du GaN.	7
I.2	Plages de fréquences radar en fonction de l'application	20
I.3	État de l'art des travaux effectués sur la stabilité pulse à pulse (P2P)	33
II.1	Valeurs des éléments extrinsèques du transistor GaN UMS $10 \times 275 \mu m$	44
II.2	Valeurs des éléments intrinsèques extraites au point de polarisation ($V_{gs0} = -3.2V$; $V_{ds0} = 30V$) du transistor UMS $10 \times 275 \mu m$	44
II.3	Valeurs des paramètres des diodes idéales du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275 \mu m$	55
II.4	Valeurs des paramètres de la source de courant du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275 \mu m$ pour une modélisation en classe AB ($V_{ds0} = 30V/V_{gs0} = -3.2V$) en utilisant le modèle "Tajima modifié" [56].	57
II.5	Valeurs des paramètres modifiés de la source de courant du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275 \mu m$ pour une polarisation à froid ($V_{ds0} = V_{gs0} = 0V$) et de la résistance d'accès R_d	57
II.6	Valeurs des résistances et capacités thermiques du réseau électrothermique.	67
II.7	Valeurs des paramètres des capacités non-linéaires du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275 \mu m$ pour les modèles non-linéaires définis dans [21].	72
IV.1	Performances du système de mesure 4-canaux	122
IV.2	Comparaison du nombre de simulations à réaliser pour analyser une rafale radar test de 10ms à 3.525 GHz avec les méthodes "Transient" et "Circuit Envelope".	138
IV.3	Valeurs des paramètres du sous-circuit de gate-lag (UMS $10 \times 275 \mu m$).	141
IV.4	Valeurs des paramètres du sous-circuit de drain-lag (UMS $10 \times 275 \mu m$).	141

Le transistor est un composant fondamental des appareils électroniques et des circuits logiques. Ce dernier a été inventé en 1947 par des chercheurs Américains (John Bardeen, William Shockley et Walter Brattain) suite à leurs travaux sur les semi-conducteurs. Depuis, ce composant est le sujet de nombreuses recherches dans le domaine actif de l'électronique.

Les travaux de recherche effectués sur ce composant ont donné naissance à différents types de transistors tels que les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ (FET). Ce dernier concurrence le transistor bipolaire dans de nombreux domaines d'application. Parmi les transistors à effet de champ, on peut distinguer plusieurs familles dont les principales sont les suivantes : MOSFET (Métal/Oxyde/Semi-conducteur), MESFET (MÉTAL Semi-conducteur) et HEMT (High Electron Mobility Transistor). Le transistor HEMT, qui fait l'objet de cette thèse, est composé de deux semi-conducteurs de bandes interdites différentes qui forment à leur frontière un puits quantique dans lequel les électrons sont confinés formant un gaz bi-dimensionnel d'électrons (2DEG).

Parmi les différents semi-conducteurs utilisés dans la technologie HEMT, les HEMTs Al-GaN/GaN ont démontré depuis quelques années les plus grandes potentialités pour l'amplification de puissance aux fréquences micro-ondes grâce à leur gaz bidimensionnel d'électrons de forte densité ($> 10^{13} \text{ cm}^{-2}$) et de haute mobilité ($1500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) ainsi qu'à leur champ de claquage très élevé ($> 3 \text{ MV/cm}$). Ces performances font de cette technologie une excellente candidate pour l'amplification de puissance des futurs systèmes radar pour des applications militaires ou civiles.

Cependant, les HEMTs GaN sont particulièrement impactés par les effets mémoires liés aux états de pièges. Les recherches effectuées sur cette technologie sont focalisées sur l'amélioration de la fiabilité de ces composants en réduisant ces effets de pièges. Pour les applications radars, la technologie HEMT GaN est critique dans les amplificateurs de puissance côté émission car l'impact de ces effets mémoires dégradent la précision de détection des cibles dans un environnement contraint (fouillis) comme nous le présenterons au travers de la stabilité pulse à pulse.

La précision de détection de cibles radars est une caractéristique très critique pour les transmetteurs radars. Ce critère est évalué par la performance en stabilité pulse à pulse (P2P) permettant de caractériser la variation d'amplitude et de phase de l'enveloppe du signal RF entre les impulsions successives d'une rafale radar.

De ce fait, cette thèse a pour objectifs de proposer de nouvelles techniques de caractérisations temporelles sous-pointes de transistors en technologie GaN, en parallèle aux outils classiques (IV-DC, IV-impulsionnel, paramètres [S],...) afin d'étudier les effets mémoires et

les phénomènes de non-linéarité des HEMTs GaN au plus près du composant et leurs impacts sur les performances fondamentales notamment la stabilité P2P.

Dans les modèles actuels, la mesure "Load-Pull" représente généralement la dernière étape pour valider les modèles non-linéaires des transistors de puissance. Bien que cette caractérisation permet d'ajuster certains paramètres du modèle pour reproduire les performances grand-signal du transistor, elle reste cependant insuffisante pour déterminer le comportement du transistor soumis à des signaux radar. Les résultats de mesure de l'évolution temporelle du courant basse-fréquence et de la stabilité P2P, déterminés grâce aux nouvelles mesures temporelles proposées dans cette thèse, sont un outil supplémentaire dans ce travail qui démontrera une amélioration significative du modèle complet. En outre, un nouveau modèle de piège thermique déterminé à partir de mesures de l'admittance de sortie basse-fréquence Y_{22} à différentes températures sera proposé dans ce manuscrit permettant également d'améliorer la modélisation non-linéaire des HEMTs GaN.

Chapitre **I**

Les transistors HEMT GaN pour les applications radar

Sommaire

1	Introduction	5
2	Le Nitrure de Gallium	5
2.1	Hauteur de bande interdite	7
2.2	Mobilité et vitesse des porteurs	8
3	Le transistor HEMT AlGa _x N/GaN	10
3.1	Le gaz bidimensionnel d'électrons 2DEG	10
3.2	Structure d'un HEMT AlGa _x N/GaN	11
4	Les effets mémoires dans les HEMTs à base de GaN	12
4.1	Phénomènes thermiques	12
4.2	Les effets de pièges	14
5	Les radars	15
5.1	Le système radar	16
5.2	La stabilité pulse à pulse (P2P)	22
5.3	État de l'art de la stabilité pulse à pulse	30
5.4	Apport du HEMT GaN pour les applications radar	34
6	Conclusion	34

1 Introduction

Le nitrure de gallium (GaN) est un composé binaire (groupe III/groupe V). Ce matériau peut être utilisé dans la production des dispositifs de puissance à semi-conducteurs ainsi que de composants RF et de diodes électroluminescentes (LED). Le GaN a démontré sa capacité à être la technologie de rupture dans les applications de conversion de puissance RF analogiques. Ce matériau possède des propriétés fondamentalement supérieures aux autres matériaux telles qu'un fort champ de claquage ($5MV/cm$), une importante vitesse de saturation des porteurs ($2.5 \times 10^7 cm/s$) et une conductivité thermique trois fois plus élevée que pour l'AsGa. Grâce à ses propriétés électriques et physiques, il est devenu rapidement le matériau de choix pour les transistors HEMTs de puissance. En effet, ce fort potentiel fait du transistor HEMT GaN un bon candidat pour les amplificateurs de puissance micro-ondes dans les futurs systèmes radar afin de remplacer les transistors bipolaires et LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) qui ont montré des limites en termes de fréquence maximale.

Plusieurs structures de transistors HEMT à base de GaN ont été développées et ont montré des performances différentes. L'hétérojonction AlGaIn/GaN fait l'objet des recherches actuelles notamment dans ces travaux de thèse, cependant l'hétérojonction du futur InAlGaIn/GaN a émergé comme une alternative prometteuse pour réduire les effets de piège. Cette nouvelle technologie sera illustrée dans le dernier chapitre.

Ce premier chapitre décrit la structure cristalline du GaN ainsi que ses propriétés électriques et physiques qui seront comparées avec celles d'autres alliages semi-conducteurs III-V. Les caractéristiques nécessaires à la compréhension des transistors à base de l'hétérojonction AlGaIn/GaN sont proposées dans ce chapitre. Les effets mémoires limitatifs présents dans ce type de composant seront détaillés notamment les phénomènes thermiques et les effets de pièges.

Enfin, les principes généraux d'un système radar impulsif qui est le système de référence de ces travaux de recherche seront développés. Le critère de la stabilité pulse à pulse est associé à ce système radar, il sera également présenté dans ce chapitre avec l'intérêt d'utiliser des transistors HEMTs GaN dans ces applications.

2 Le Nitrure de Gallium

La forme cristallographique hexagonale la plus stable que peut prendre le GaN du point de vue thermodynamique est appelée la structure de Wurtzite, représentée sur la Fig.I.1. Elle

est formée d'un élément de la colonne III : le Gallium (Ga), associé à l'azote (N) de la colonne V. Ces atomes sont interpénétrés et décalés suivant l'axe c [1]. Ce déséquilibre génère deux orientations possibles dont l'orientation de la polarité à la surface du matériau peut suivre soit la direction $[0001]$ (face Ga) soit la direction inverse $[000\bar{1}]$ (face N) [2].

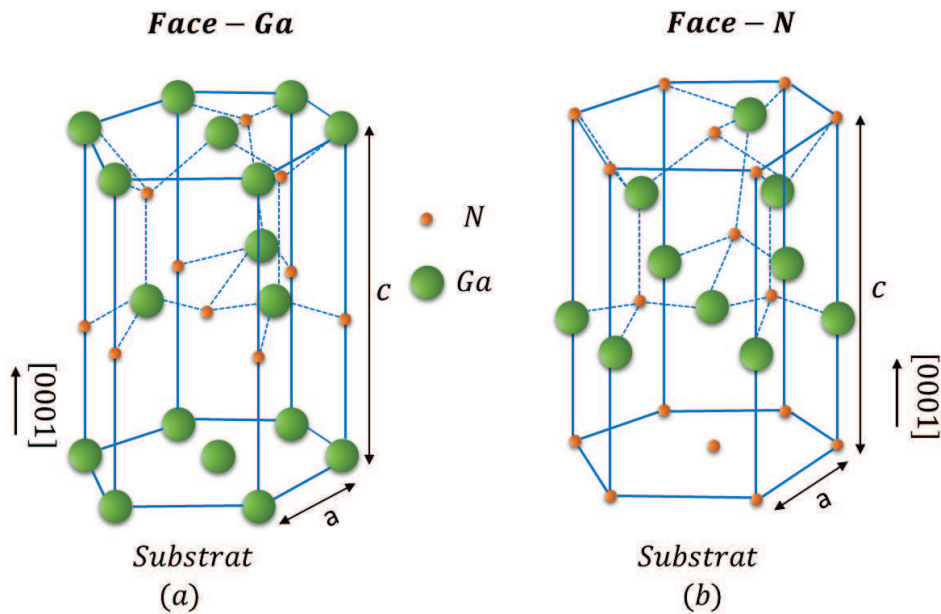


FIGURE I.1 – Structure cristallographique idéale pour un alliage de GaN de type Wurtzite (a) face Ga (b) face N.

Cette structure cristalline permet d'avoir des propriétés telles qu'une haute conductivité thermique, un fort champ de claquage et de grandes vitesses de dérive des porteurs libres. Ces propriétés ont montré une augmentation des performances en fréquence et en puissance des transistors. Les paramètres de ce matériau GaN sont présentées dans le Tableau I.1 en comparaison à celles des autres matériaux afin de mettre en évidence ses performances.

Paramètres électriques					
	<i>Si</i>	<i>AsGa</i>	<i>SiC – 4H</i>	<i>Diamant</i>	<i>GaN</i>
$E_g(eV)$ (Gap) à 300 K	1.1	1.43	3.26	5.5	3.39
ϵ_r (Cste diélectrique)	11.8	11.5	10	5.7	9.5
$E_c(MV/cm)$ (Champ de claquage)	0.3	0.4	3	5.6	5
$n_i(cm^{-3})$ (densité de porteurs de charges)	1.5×10^{10}	2×10^6	1×10^{-8}	1.6×10^{-27}	2×10^{-10}
$\mu_n(cm^2/V.s)$ (mobilité électrique)	1350	8000	720	1900	1000 à 2000
$v_{sat}(10^7 cm/s)$ (Vitesse de saturation)	1	2	2	2.7	2.5
Paramètres thermiques					
	<i>Si</i>	<i>AsGa</i>	<i>SiC – 4H</i>	<i>Diamant</i>	<i>GaN</i>
$K_{300K}(W/cm.K)$ (Cond. Thermique)	1.15	0.5	4.5	20	1.3
$T_{max}(°C)$	300	300	600	X	700

Tableau I.1 – Propriétés électriques et thermiques des principaux semi-conducteurs (Si, AsGa, SiC-4H, Diamant) et du GaN.

Les transistors HEMTs AlGaN/GaN sont usuellement conçus sur des substrats de type SiC ou Si. Il faut noter que le type de substrat a une influence directe sur les paramètres thermiques de ces composants.

Le Tableau I.1 démontre que le GaN se distingue par de meilleurs paramètres en vue des applications de puissance à haute fréquence en comparaison avec d'autres semi-conducteurs (Si, AsGa et le SiC-4H). Si le diamant dispose de performances supérieures, il reste délicat d'utiliser ce matériau en buffer. Toutefois, des recherches ont montré que le diamant pourrait à l'avenir améliorer les performances des HEMTs [3] [4]. En effet, son utilisation en tant que substrat permet de réduire la valeur de la résistance thermique. De plus, l'utilisation des couches de diamant dopées ont déjà été présentées dans des structures MESFET [5].

2.1 Hauteur de bande interdite

Pour des applications de puissance, la hauteur de bande interdite est une caractéristique fondamentale. En effet, ce paramètre quantifie la quantité d'énergie fournie par un électron excité par un champ électrique afin de passer de la bande de valence à la bande de conduction.

La puissance supportée par un matériau avant détérioration est proportionnelle à la quantité d'énergie fournie. Étant donné que le GaN dispose d'un fort gap supérieur à 3eV @ 300K, il appartient donc à la famille des matériaux dits à "grand gap" et représente un très bon candidat pour ces applications. La relation entre la hauteur de barrière, notée E_g , et le champ

de claquage, noté E_c , est définie par : $E_c \propto E_g^{3/2}$.

La hauteur de bande interdite a permis au GaN d'avoir d'autres avantages. En effet, elle a un impact direct sur la densité de porteurs dans le canal et donc sur les densités de courant. D'autre part, l'intérêt d'utiliser des couples de matériaux à grand gap réside dans le fait que les températures élevées n'ont pas une grande influence sur la faible densité de porteurs intrinsèques. Cela permet de modérer le courant de fuite dans le composant [6]. Par ailleurs, la hauteur de barrière est inversement proportionnelle au paramètre de maille qui est approximativement égal à 3.2 Å pour le GaN; ce dernier permet d'avoir des liaisons courtes entre les atomes. Cela implique une grande énergie de cohésion entre les cristaux, offrant au matériau une stabilité chimique et thermique [7]. Cependant, cette stabilité complexifie la fabrication des composants. En effet, les gravures sont plus complexes à réaliser et les temps de croissance sont plus longs.

2.2 Mobilité et vitesse des porteurs

À l'état d'équilibre thermodynamique d'un semi-conducteur et en l'absence d'une excitation extérieure, les électrons se déplacent de manière aléatoire dans le cristal sous l'effet de l'agitation thermique. Ceci ne donne lieu à aucun déplacement de charges car la somme vectorielle des vitesses des porteurs est nulle. En revanche, lorsqu'un champ électrique externe est appliqué, les porteurs de charges libres sont entraînés avec une énergie suffisante pour que la vitesse des porteurs v reste proportionnelle au champ électrique appliqué si celui-ci reste faible ($< 10^5 V/cm$) [8]. Ainsi, les porteurs se déplacent sans interaction avec le réseau cristallin pendant un temps de relaxation qui correspond au libre parcours moyen sans choc permettant de définir la mobilité des porteurs. En outre, une perturbation du réseau causée par l'ajout d'atomes dopants ou l'augmentation de la température, entraîne une diminution de cette mobilité. Lorsque le champ électrique devient plus important, la mobilité des porteurs diminue ce qui implique la saturation de la vitesse qui tend vers la vitesse thermique. Elle s'exprime d'une manière générale par une variation non linéaire de la vitesse de dérive des porteurs :

$$v = \pm \mu(E) \cdot \vec{E} \quad (I.1)$$

avec v la vitesse de dérive, $\mu(E)$ la mobilité des porteurs et E le champ électrique.

La loi de variation de la mobilité par rapport au champ électrique varie d'un matériau à l'autre, en fonction de la nature de la structure de bandes du semi-conducteur [9] comme le montre la Fig.I.2.

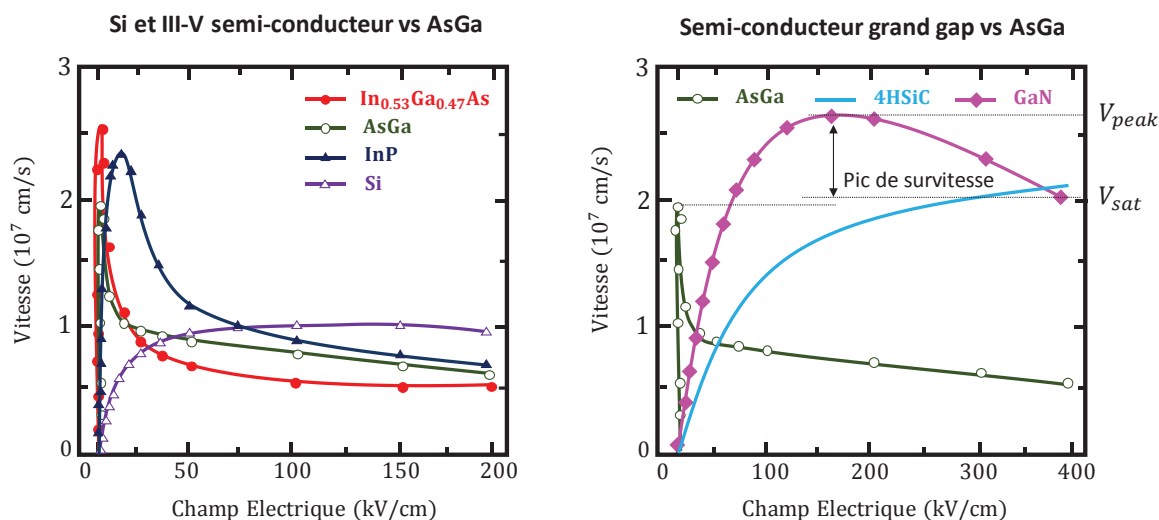


FIGURE I.2 – Variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour différents matériaux en comparaison avec l'AsGa [9]

À partir de cette figure, nous pouvons constater que les éléments des colonnes III-V présentent un pic de sur-vitesse contrairement aux autres matériaux dont la vitesse de dérive des porteurs est continûment croissante jusqu'à la saturation. A titre d'exemple, les pics de sur-vitesse interviennent pour un champ de 5 kV/cm pour l'AsGa et environ 200 kV/cm pour le GaN.

L'hétérojonction utilisée dans la structure des HEMTs permet de renfermer les porteurs dans un puits de potentiel à l'interface non dopée. Cela permet d'augmenter sensiblement leur mobilité. Dans le cas du GaN, cette mobilité passe de $900\text{ cm}^2/\text{Vs}$ dans le matériau épitaxié sans hétérojonction, à une valeur d'environ 1500 à $2000\text{ cm}^2/\text{Vs}$ dans le puits de potentiel.

Il faut noter que la mobilité des électrons définit partiellement les fréquences maximales que peut atteindre le matériau. En effet, plus la mobilité d'un matériau est élevée plus ses capacités de travailler à haute fréquence est prometteuse. Cela explique la possibilité de travailler à de très hautes fréquences en utilisant l'AsGa qui possède une mobilité des électrons huit fois supérieure à celle du GaN [9]. De plus, une meilleure mobilité entraîne une diminution de la résistance R_{ON} , soit une diminution des pertes et donc une augmentation du gain et de la PAE du transistor HEMT. Cependant, le GaN va se substituer au Si et à l'AsGa lorsqu'il est question de franchir des tensions de polarisations élevées et des densités de puissance importantes.

La vitesse de saturation v_{sat} est issue de l'interaction entre les électrons et le réseau cristallin. Elle représente la capacité du matériau à travailler en haute fréquence tout en acceptant de fortes puissances. Pour les matériaux à grand gap, cette caractéristique est obtenue

pour des champs électriques beaucoup plus grands que ce que l'on obtient généralement pour les matériaux Si ou AsGa. Étant donné que la vitesse des porteurs est presque trois fois plus grande dans le GaN que dans l'AsGa, ceci implique que les densités de courant sont plus élevées dans les transistors à base de GaN que dans ceux à base d'AsGa. Cependant, l'augmentation de la température crée une déformation du réseau cristallin qui induit une dégradation de la vitesse de saturation et donc une diminution du courant.

3 Le transistor HEMT AlGaN/GaN

Le transistor HEMT est basé sur une hétéro-jonction entre des matériaux ayant des bandes d'énergie différentes. Cette hétérojonction lui permet d'avoir plusieurs privilèges selon les différences de gap :

- le contrôle de la concentration des porteurs dans une zone non dopée qui constitue le canal du transistor,
- la réduction du temps de transit des électrons contribuant à la génération du courant dans le semi-conducteur,
- l'augmentation de la mobilité des électrons, permettant ainsi un bon fonctionnement aux hautes fréquences [10].

L'un des avantages du nitrure de gallium réside en sa potentialité de former une hétéro-jonction avec d'autres semi-conducteurs III-N. L'hétérojonction consiste à associer une couche de GaN et une couche d'un alliage III-N adjacent.

3.1 Le gaz bidimensionnel d'électrons 2DEG

Comme mentionné précédemment, l'hétérojonction AlGaN/GaN est obtenue suite à la juxtaposition d'une couche de GaN et d'une fine couche d'AlGaN. La Fig.I.3 représente le bilan de polarisations dans ces deux couches et les charges surfaciques. La couche d'AlGaN (appelée "barrière") est contrainte en tension dû au fait que ses paramètres de mailles sont plus faibles que ceux de la couche GaN (appelée "canal"). Cette dernière est supposée relaxée et seule sa polarisation spontanée intervient. Cela implique une double polarisation à l'interface barrière/canal formant une densité de charges positives du côté AlGaN [11]. Les électrons libres, permettant de compenser cette densité, engendrent un gaz bidimensionnel d'électrons dans la zone de l'interface côté GaN [11] [12] dénommé 2DEG. Ce puits de potentiel entraîne une accumulation d'électrons avec une densité qui dépend de la polarisation des couches, de l'épaisseur de la couche GaN ainsi que sa fraction molaire d'aluminium [11] [13].

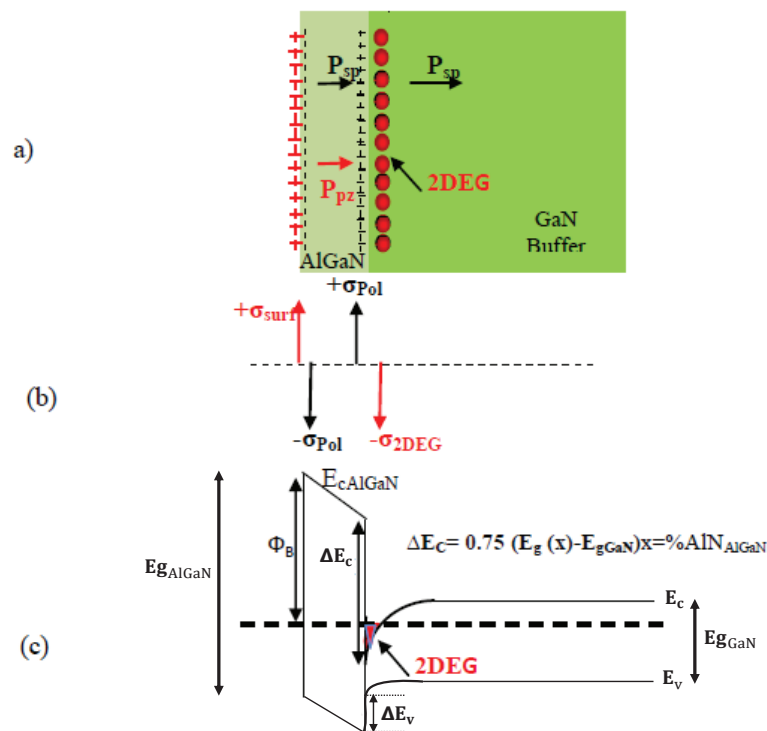


FIGURE I.3 – (a) Illustration schématique des charges induites dans la structure AlGaN/GaN, (b) Distribution de charges présentes dans la structure, (c) Illustration de la courbure du diagramme de bandes de l'hétérostructure AlGaN/GaN [8].

3.2 Structure d'un HEMT AlGaN/GaN

Dans la version la plus simple, la structure d'un HEMT se présente selon un empilement de trois couches comprenant le substrat, une couche appelée "buffer" comprenant le canal et une couche barrière comme le montre la Fig.I.4. Pour créer l'hétérojonction, l'utilisation d'un canal en GaN et une barrière en AlGaN est la plus répandue dans une structure HEMT.

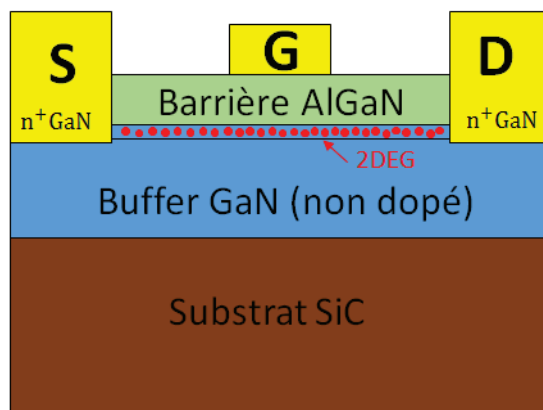


FIGURE I.4 – Structure d'un HEMT AlGaN/GaN..

Les contacts ohmiques de drain et de source sont généralement constitués d'alliages plus ou moins complexes (Platine, Nickel, Or) où l'épaisseur des matériaux est également un paramètre d'optimisation afin d'obtenir une résistance de contact la plus faible possible. Pour diminuer les résistances d'accès, les contacts de drain et de source sont dopés.

Le choix du substrat se porte sur le matériau idéal ayant des paramètres de maille lui permettant de s'adapter avec les couches actives de l'hétérostructure ainsi que les meilleures propriétés thermiques. Le substrat SiC est utilisé par plusieurs technologies HEMT grâce à son faible coût et sa facilité à l'intégration. Sa conductivité thermique lui offre des bonnes performances dans les applications forte puissance malgré un coût relativement élevé.

4 Les effets mémoires dans les HEMTs à base de GaN

Un transistor HEMT est considéré comme une source de courant commandée en tension. Son objectif consiste à amplifier la puissance avec des performances adéquates à l'application à laquelle il est destiné. Cependant des effets dispersifs limitent le fonctionnement d'un transistor impliquant une différence entre les performances en puissance micro-ondes obtenues et attendues. Ces effets limitatifs sont principalement d'origine physique, dus à des défauts dans la structure cristalline du composant.

Les principaux phénomènes de dégradation étudiés dans ce travail sont l'auto échauffement et les pièges qui ont un impact direct sur le fonctionnement des HEMTs en amplification de puissance dans notre cas d'étude [14]. Les modèles électriques non-linéaires réalisés pendant ces travaux prennent en compte les effets thermiques et les phénomènes de pièges afin de mieux prédire le fonctionnement des transistors et étudier leurs impacts sur le critère de stabilité pulse à pulse que nous définirons par les applications radar.

4.1 Phénomènes thermiques

La puissance électrique dissipée due à l'effet joule induit un auto-échauffement du transistor qui, avec la température ambiante, détermine l'état thermique du composant lors de son fonctionnement. Cette puissance dissipée s'exprime de la manière suivante :

$$P_{diss} = P_{dc}(1 - PAE) \quad (1.2)$$

où P_{dc} est la puissance continue fournie et PAE est le rendement en puissance ajoutée du transistor en fonctionnement radio-fréquence.

Il est ainsi important de choisir un substrat avec une bonne conductivité thermique afin d'évacuer par conduction la chaleur générée. À l'heure actuelle, le SiC est le meilleur substrat pour cette fonction, et c'est la raison pour laquelle la plupart des composants à base de GaN

sont épitaxiés sur des substrats SiC. Cependant, l'accumulation de chaleur reste inévitable dans les HEMTs GaN fonctionnant à des puissances élevées ainsi la gestion thermique reste un point crucial [15].

D'un point de vue électrique, on définit la résistance thermique par :

$$R_{TH} = \Delta T / P_{diss} \quad (I.3)$$

avec ΔT : l'élévation de température en °K. Cette grandeur, qui est inversement proportionnelle à la conductivité thermique, associe l'élévation de la température à la puissance dissipée par le composant.

Ce phénomène d'auto-échauffement impacte fortement les caractéristiques des semi-conducteurs. Les trois principaux paramètres influencés sont :

- **La variation de la hauteur de gap :**

L'augmentation de la température induit une dilatation à cause de l'augmentation des longueurs des mailles atomiques du matériau. Étant donné que la hauteur de la bande interdite est inversement proportionnelle à la température, la dilatation du matériau implique une réduction de la tension de claquage [16].

$$E_g(T) = E_g(0) - \alpha \frac{T^2}{T + \beta} \quad (I.4)$$

avec T la température en K, $E_g(0)$, α et β des constantes d'ajustage.

Les matériaux grands gaps restent néanmoins robustes par rapport aux autres technologies.

- **L'impact sur la conductivité thermique :**

Comme cité précédemment, ce paramètre varie sensiblement en fonction de la température. La conductivité thermique est bien plus élevée dans le GaN que dans l'AsGa, cela signifie que l'évacuation de la chaleur dans l'AsGa est plus lente que dans le GaN.

L'élévation de la température des composants HEMTs GaN entraîne directement des limitations de son fonctionnement. Il est donc nécessaire d'évaluer la température du composant afin de la contrôler le mieux possible.

$$K(T) = K_0(\rho_D) \times \left(\frac{T}{300}\right)^{-\alpha} \quad (I.5)$$

avec T la température en K, ρ_D la densité de dislocation, K_0 et α des constantes d'ajustage.

- **L'influence sur la mobilité :**

L'auto-échauffement entraîne des perturbations dans le réseau cristallin induisant une

diminution de la mobilité des porteurs dans le canal [17], il en résulte une chute de courant de drain I_{ds} , entraînant une chute de la transconductance de sortie. Les travaux publiés de J. Kuzmik [18] illustrent ces affirmations. La Fig.I.5 représente la variation de la vitesse des électrons ainsi que celle de la concentration des électrons en fonction de la température dans un semi-conducteur GaN.

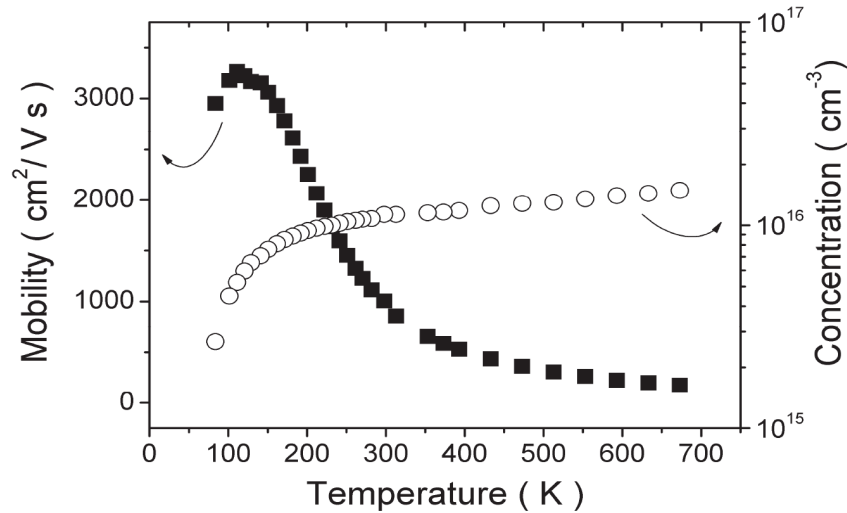


FIGURE I.5 – Variation de la mobilité et de la concentration des électrons dans un semi-conducteur GaN [18].

4.2 Les effets de pièges

En dépit des propriétés attractives du GaN dans la structure HEMT telles que la largeur de bande interdite et la conductivité thermique, il ressort que celui-ci reste pénalisé par les impuretés présentes dans la structure que ce soit en volume ou en surface [19]. Ces défauts génèrent des niveaux énergétiques vacants dans la bande interdite qui peuvent être occupés par des porteurs sans contribuer à la conduction pendant un temps qui peut durer jusqu'à quelques secondes. En effet, plus la hauteur de gap est élevée, plus la possibilité de l'effet de piégeage de porteurs s'accroît. Ces pièges ont donc la capacité d'émettre ou de capturer un électron avec des constantes de temps variables provoquant ainsi des effets transitoires sur le courant de sortie des transistors [20] [21].

Il existe deux types de pièges :

- Piège donneur : chargé positivement quand il est vide et neutre lorsqu'il est rempli par un électron. Ainsi, un donneur vide peut capturer un électron ou émettre un trou et un donneur rempli peut émettre un électron ou capturer un trou.

- Piège accepteur : neutre lorsqu'il est vide et chargé négativement lorsqu'il est rempli par des électrons. Étant rempli, ce type de piège peut émettre un électron ou capturer un

trou tandis que lorsqu'il est vide, il peut capturer un électron ou émettre un trou

La constante de temps de capture des pièges a une durée généralement inférieure à la microseconde qui reste très inférieure à la constante de temps d'émission dont les valeurs peuvent atteindre la milliseconde voire les secondes [22]. Le phénomène de capture est donc plus rapide que celui d'émission qui nécessite plus d'énergie pour que la particule soit arrachée de son état.

Au sein des HEMTs, deux phénomènes se distinguent tant par leur mécanisme que par leur mode d'activation. Il s'agit des phénomènes de gate-lag et de drain-lag [15] [23] [24]. Le premier réagit au changement de polarisation de grille alors que le second intervient lors d'un changement de polarisation de drain. Ces phénomènes de piégeage se traduisent en mode CW par une saturation accentuée de la puissance de sortie avec la tension V_{ds} et une diminution de la PAE en fonctionnement grand signal [25].

- **Gate-lag :**

Ce type de piège est généralement engendré par les impuretés présentes en surface du composant, son effet peut être intensifié par les impuretés présentes dans la barrière AlGaN [14]. Il en résulte un retard généralement observé dans l'établissement du courant I_{ds} quand la tension V_{gs} est rapidement modifiée. Les mesures de gate-lag permettent de mettre en évidence les pièges de surface situés sous la grille.

- **Drain-lag :**

Contrairement au gate-lag qui répond à la variation de la tension V_{gs} , le drain-lag est observé lors d'un changement brusque de la tension V_{ds} . Il induit une réponse lente et transitoire du courant I_{ds} lorsque la tension de drain varie brusquement. Ces effets transitoires de courant sont particulièrement attribués aux électrons chauds piégés dans la couche buffer de GaN [19]. Cela implique une réduction significative du courant de sortie.

Pendant ces travaux de thèse, différentes mesures ont été réalisées pour identifier et modéliser ces défauts. Elles seront représentées dans le chapitre II.

5 Les radars

Les systèmes radars doivent beaucoup aux travaux de J.C Maxwell et H.R Hertz à la fin du 19^{ème} siècle. C'est en 1904 qu'a lieu la première détection "radar" suite à une expérimentation de C. Hülsmeier, mais il a fallu une trentaine d'année pour que la CSF mette au point le premier système radar opérationnel via les travaux de N. Tesla.

Les techniques radars liées aux applications militaires se voient améliorées lors de la seconde guerre mondiale et n'ont cessé de se développer permettant l'emploi des systèmes radars sur de nombreuses plates-formes pour des cibles diverses avec des ambiances souvent perturbées par des bruits naturels ou intentionnels.

Bien que la première utilité du système radar fût dans les applications militaires, les champs d'application du radar se sont aujourd'hui considérablement élargis avec les domaines de l'aéronautique, la détection météorologique, le secteur de l'automobile et même du médical.

L'utilité du système radar ainsi que son principe de fonctionnement seront plus approfondis dans les paragraphes suivants qui aborderont de nombreux aspects permettant de situer ce travail de thèse. L'objectif final étant d'améliorer la modélisation non-linéaire grâce à des mesures innovantes, notamment la stabilité pulse à pulse (P2P) destinée aux applications radars, il est nécessaire de définir cette notion et les paramètres qui peuvent l'influencer.

5.1 Le système radar

5.1.1 Fonctionnement et utilité

Un système radar a pour objectif de détecter la présence d'objets tels que les avions avec la détermination de sa position ainsi que de sa vitesse. En effet, les ondes envoyées par l'émetteur sont réfléchies par la cible pour renvoyer des échos radar qui seront par la suite captés et analysés par le récepteur du même système [26] [27] comme l'illustre la Fig.I.6.

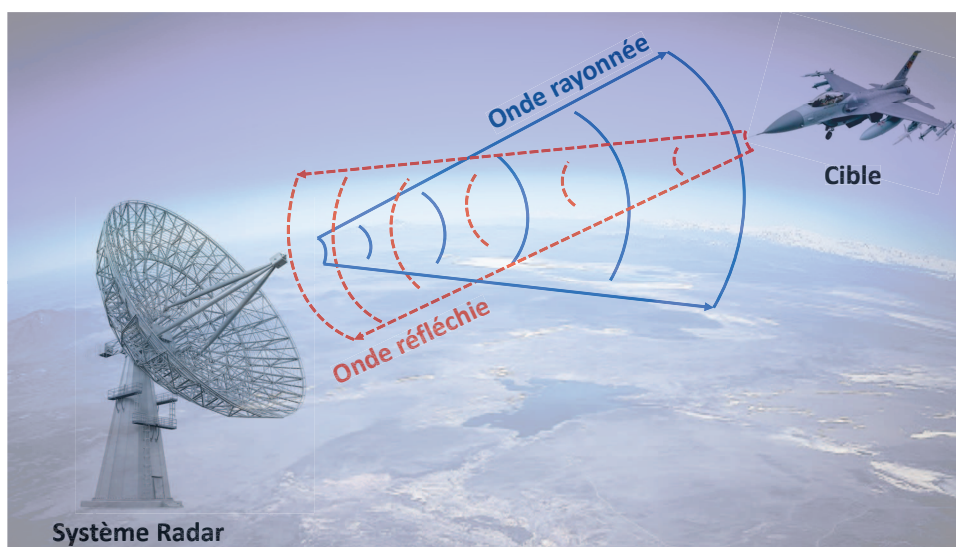


FIGURE I.6 – Principe de détection d'une cible.

Il existe différentes façons d'émettre ces ondes parmi lesquelles nous présenterons essentiellement par la suite les ondes radars pulsées :

- **Le radar à émission continue** : L'émission est continue à partir d'une antenne et la réception est effectuée à l'aide d'une seconde. Ce principe permet d'indiquer la présence d'un objet sans le localiser.

- **Les ondes radar pulsées** : L'onde est constituée d'un signal haute-fréquence impulsionnel, appelé aussi parfois signal CW (Continuous Wave) impulsionnel. La représentation de ce signal dans le domaine temporel est illustrée sur la Fig.I.7 (a). Le motif de base idéal de ce signal radar consiste en l'émission d'un signal porteur RF périodique de période T_{RF} pendant une durée d'impulsion τ très courte avec une période de répétition des impulsions T nommée aussi PRI (Période de Répétition des Impulsions). La représentation de ce signal dans le domaine fréquentiel est indiquée en Fig.I.7 (b) obtenue par une simple transformée de fourrier.

Dans ce cas, le radar émet une impulsion et attend le retour. Il est impossible de recevoir un signal pendant l'émission, les impulsions seront émises de façon à ce que le signal soit reçu lorsque l'antenne n'émet pas.

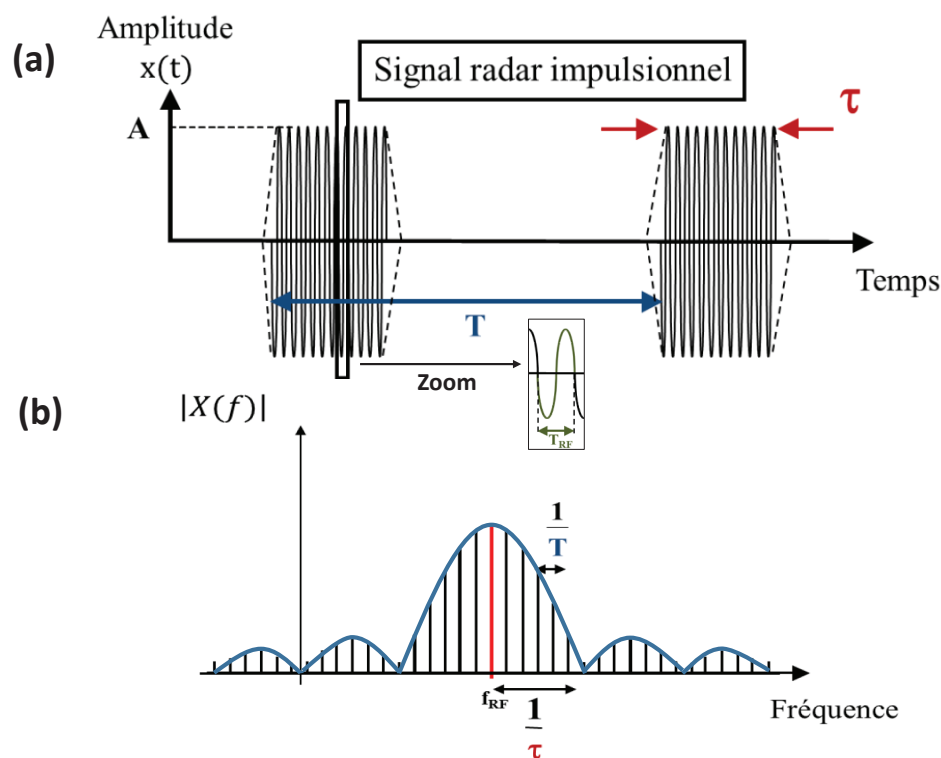


FIGURE I.7 – Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) du signal radar impulsionnel.

La figure ci-dessus fait apparaître les paramètres caractéristiques suivants :

- τ : durée ou largeur de l'impulsion haute fréquence qui est courte (de 1 à 60 μs) pour la

veille à une faible distance), et longues (de 100 à 500 μs) pour la veille lointaine.

- T : période de récurrence des impulsions (PRI) appelée aussi en anglais PRT (Pulse Repetition Time).
- T_{RF} : période du signal haute fréquence (fréquence porteuse f_{RF}) pendant les impulsions.

À partir de la Fig.I.7, on remarque que la durée de l'impulsion (τ) définit l'espacement des lobes fréquentiels. Une durée plus petite donnerait des lobes plus larges et, par conséquent une plus grande bande passante de fréquences.

Afin d'avoir plus d'informations sur la cible, il est donc nécessaire que le signal envoyé soit impulsionnel avec une période T entre les impulsions de durée τ . Cela permet de mesurer le retard (Δt) entre l'impulsion émise et celle reçue. La distance radar/cible est alors déterminée par la simple équation :

$$D = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \quad (I.6)$$

où c est la vitesse de déplacement du signal RF.

La direction est déterminée à partir de la position angulaire de l'antenne à laquelle l'onde réfléchie a été captée. Quant à la vitesse, elle est déterminée grâce à l'effet Doppler [28] :

$$v = \frac{\lambda \Delta \phi}{4\pi \Delta t} \quad (I.7)$$

où λ est la longueur d'onde émise et $\Delta \phi$ le déphasage entre deux impulsions successives.

Si la cible est immobile, l'écho sera toujours perçu avec un même temps de retard (Δt_1). Par contre, si la cible est mobile, le temps de retard va changer (Δt_2) créant un décalage fréquentiel entre les deux signaux (émis et réfléchis). Cette variation de fréquence est plus facile à mesurer à travers la variation de phase $\Delta \phi$ représentée sur la Fig.I.8 (a). La Fig.I.8 (b) illustre le principe de mesure de la vitesse d'une cible.

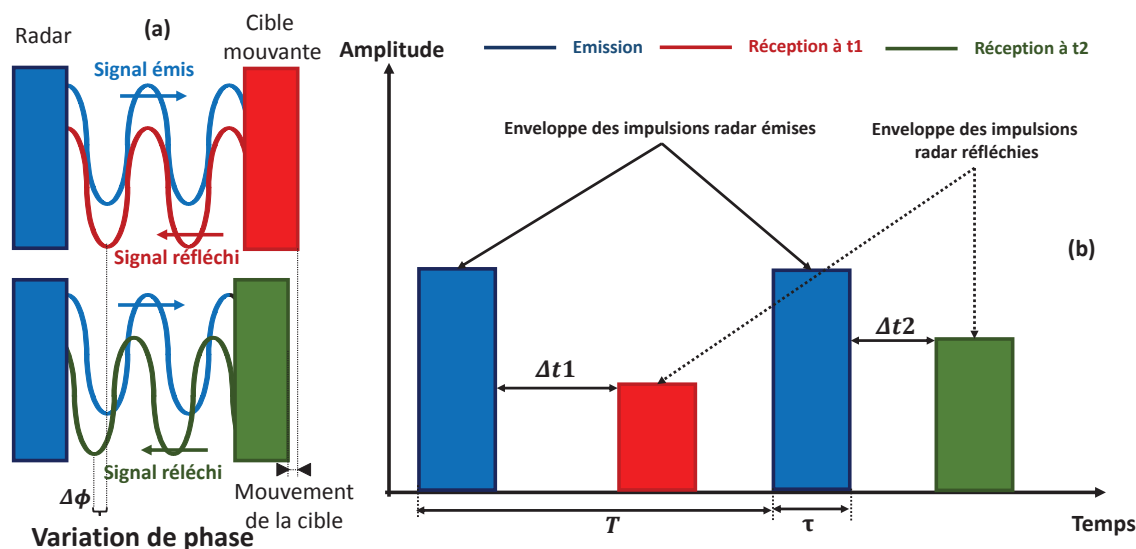


FIGURE I.8 – (a) Variation de la phase par une cible mouvante, (b) Principe de calcul de la vitesse d'une cible avec un radar impulsionnel.

Dans le cas d'un signal sinusoïdal périodique, la puissance crête RF (P_{cr}) délivrée pendant l'impulsion s'exprime par :

$$P_{cr} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v(t) \cdot i(t) dt = \frac{A^2}{2} \quad (I.8)$$

avec A : l'amplitude normalisée sur 1Ω . À partir de cette puissance crête, il est possible de déterminer la puissance moyenne délivrée sur une période T :

$$P_{moy} = \rho P_{cr} \quad (I.9)$$

tel que ρ est le rapport cyclique des impulsions représenté par

$$\rho = \tau / T \quad (I.10)$$

Si les cibles sont trop proches de façon à ce qu'elles se trouvent dans le même cône de rayonnement de l'antenne, il risque d'y avoir un chevauchement entre leurs ondes réfléchies lors de la réception, ce qui rend la discrimination de la cible impossible. Afin de pouvoir augmenter la capacité de détection, il faut réduire la largeur τ de l'impulsion et augmenter sa puissance crête.

Il faut noter que la puissance du signal reçu est directement liée à la directivité de l'antenne et par conséquent à la position de la cible dans le cône de rayonnement de l'antenne.

Comme le montre le Tableau I.2, la fréquence de fonctionnement d'un système radar,

et donc la longueur d'onde, est principalement définie en fonction de l'application visée. Généralement, une grande longueur d'onde permet de porter à des milliers de kilomètres dû à sa capacité de rebondir sur l'ionosphère. Il faut noter que seuls les objets dont la taille est au moins de l'ordre de la longueur d'onde sont visibles.

Bande	Fréquence	Domaine d'application de RADAR
HF	3-30 MHz	Utilisée par les radars côtiers et "au-delà de l'horizon"
VHF	30-300 MHz	Les radars à très longue portée et à pénétration de sol
UHF	0.3-1 GHz	Les radars à très longue portée et à pénétration de sol
L	1-2 GHz	Le contrôle aérien de longue portée
S	2-4 GHz	Surveillance aérienne, les radars météorologiques et navals
C	4-8 GHz	Pour les transpondeurs et les radars météorologiques
X	8-12 GHz	Météo, contrôle routier, radar de navigation, cartographie
Ku	12-18 GHz	Cartographie à haute résolution, altimétrie satellitaire
K	18-27 GHz	Détection des gouttelettes de nuages, radars routiers manuels
Ka	27-40 GHz	Cartographie, radars routiers automatisés, anti-collision
Q	40-60 GHz	Communications militaires
V	50-75 GHz	Auto-direction de missiles
W	75-110 GHz	Anti-collision, observation météorologique à haute résolution

Tableau I.2 – Plages de fréquences radar en fonction de l'application

5.1.2 Constitution d'un système radar

Le radar est un système qui utilise de puissantes ondes électromagnétiques produites par un oscillateur de référence qui permet la synchronisation entre les signaux émis et reçus. Le signal émis est modulé en fréquence par le train d'impulsions radar avant d'être amplifié par un bloc amplification qui contient plusieurs étages d'amplificateurs dont le nombre dépend de la puissance d'émission souhaitée. Enfin, ce signal est envoyé grâce à une antenne-radar.

Une fois réfléchi par la cible, le signal réfléchi est capté par la même antenne. À l'aide d'un circulateur, il est alors dirigé vers la chaîne de réception qui intègre tout d'abord un limiteur permettant de protéger la chaîne de réception de signaux parasites puissants. Puis, le signal utile est amplifié et transposé vers une fréquence intermédiaire (FI) avant d'être à nouveau filtré. Enfin, le signal est démodulé et traité numériquement. Ce signal permet par la suite d'extraire les informations de position et vitesse mentionnées précédemment. Le synoptique d'un système radar classique est schématisé dans la Fig.I.9.

5.1.3 Échos parasites

La fonction principale d'un radar est de détecter la présence d'objets d'intérêt noyés dans un bruit ambiant considéré comme processus aléatoire[26]. Ce bruit perturbe la qualité de

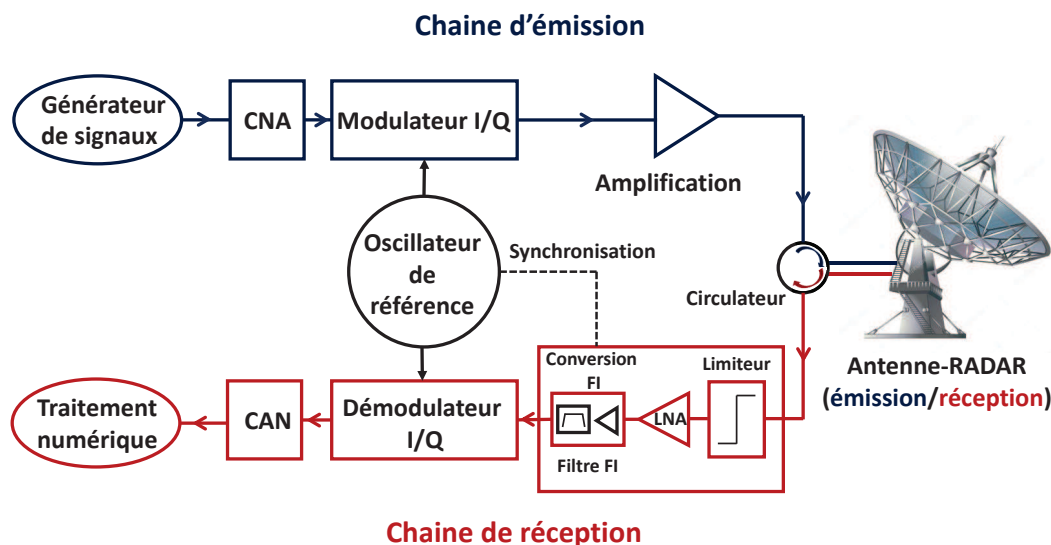


FIGURE I.9 – Synoptique de fonctionnement d'un système radar.

détection et provient généralement de l'électronique du radar (bruit thermique). Dans certains cas, le radar doit aussi faire face à l'environnement situé tout autour de l'objet à détecter. La réception est alors perturbée par les échos indésirables. En plus de la pluie, de la neige, du verglas et autres précipitations, le radar peut recevoir des échos provenant d'autres sources. Les principaux polluants des données sont :

- Les insectes à très basse altitude et les oiseaux surtout en temps de migration
- Les obstacles solides comme les montagnes et les réflexions venant de plans d'eau à angle rasant
- La mer et le fouillis végétal

D'autre part, d'autres problèmes d'échos sont liés aux paramètres du signal. Dans les radars pulsés, les échos doivent être détectés et traités avant que l'impulsion suivante ne soit émise. L'ambiguïté sur la distance se manifeste lorsque le temps que met le signal pour faire l'aller-retour avec la cible est supérieur au temps d'écoute entre deux impulsions. Ces "échos de second retour" apparaîtront sur l'affichage comme des cibles plus proches qu'elles ne le sont en réalité. Pour obtenir un écho utilisable la plupart des systèmes radar émettent des impulsions de façon continue et la période de répétition des impulsions (PRI) est fonction de l'usage que l'on fait du système. L'écho reçu de la cible est intégré par un système de traitement du signal à chaque impulsion afin de le rendre plus lisible. Plus la période de répétition est élevée, plus la portée du radar est augmentée. Cependant, cela fait apparaître de nouveaux problèmes comme la mauvaise représentation de la cible et une ambiguïté sur la vitesse obtenue par les radars Doppler pulsés [28].

Les radars modernes utilisent des périodes de répétition (PRI) de quelques dizaines de micro-secondes qu'ils font varier pour lever l'ambiguïté et atteindre les portées souhaitées. Dans le cas des PRI variables, l'intervalle de temps entre les impulsions d'une rafale a une longueur un peu différente du précédent et est en décalage par rapport à la référence. À la fin de la rafale, l'intervalle revient à sa valeur initiale conformément à la référence de la base de temps. Tous les échos peuvent ensuite être corrélés avec l'impulsion T0 de la rafale et être reconnus comme «vrais» pour le calcul de la distance si leur décalage temporel est bon. Les échos provenant des autres impulsions de la rafale (échos fantômes) seront supprimés de l'affichage ou annulés par le traitement du signal [26] [29]. C'est un peu comme si le système donnait une étiquette à chacune des impulsions de la rafale et vérifiait au retour quelle impulsion revient de la cible.

5.2 La stabilité pulse à pulse (P2P)

Comme mentionné précédemment, les ondes envoyées par un système radar doivent être suffisamment puissantes afin de pouvoir parcourir des grandes distances dans des environnements plus ou moins perturbés. Cette fonction est réalisée grâce à l'amplificateur de puissance qui est donc l'élément clé de la chaîne d'émission.

La maîtrise des signaux envoyés par un système radar est primordiale afin d'augmenter la probabilité de la détection des cibles et éviter les échos parasites fantômes qui engendrent des fausses alarmes [26] [29] [30]. Il est donc nécessaire d'étudier les causes de variations entre les différentes impulsions du signal radar émis qui peuvent être générées lors de son amplification. Ces études peuvent être effectuées au niveau de l'amplificateur [31], mais pour des raisons de modélisation et de compréhension, il convient de les réaliser au niveau du transistor qui est le coeur d'un amplificateur et de toutes ces variations.

Ces études vont permettre de déterminer les raisons internes de distorsions inter impulsion des signaux radar impulsionnels. Il est aussi essentiel de quantifier leurs déformations au cours du temps parce que plus la déformation est élevée, plus la probabilité de détection des cibles dans le fouillis parasite diminue. Pour ce faire, il faut comparer les impulsions entre elles pour en tirer leurs niveaux de ressemblance ou de stabilité : on parle ici de stabilité pulse à pulse [32]. Ce critère est très important pour les fabricants de radar car une mauvaise stabilité pulse à pulse impacte fortement la validité des traitements radar. La distinction entre une vraie cible mobile et le clutter requiert donc une excellente stabilité entre les impulsions d'une même rafale en émission.

Jusqu'à présent, ce critère a été mesuré pour des amplificateurs [33] [34] mais jamais au

niveau des transistors ce qui est essentiel pour modéliser ces impacts et savoir les simuler. Les travaux réalisés dans cette thèse se sont focalisés plus particulièrement sur l'apport de la stabilité P2P sur la modélisation des transistors HEMT en technologie GaN. L'objectif final est de permettre de mieux modéliser les transistors pour simuler la stabilité P2P et concevoir les HPAs radar sur ce critère. Par conséquent, les résultats de mesure de stabilité P2P seront aussi utiles afin de proposer une modélisation non-linéaire plus fine des effets limitatifs.

5.2.1 Définition

La stabilité pulse à pulse d'une rafale radar s'exprime en décibels (dB). Elle est définie par la variation d'amplitude et de phase de l'enveloppe du signal impulsionnel entre toutes les impulsions successives de la rafale.

Il faut noter que les déformations générées par l'effet non-linéaire du transistor sont généralement identiques dans les impulsions successives d'une rafale radar. Ces déformations, représentées sur la Fig.I.10 (a), ne dégradent donc pas la stabilité P2P et ne posent pas de problème au traitement radar. Cependant, les déformations générées par les effets mémoires qui peuvent être causés par l'auto-échauffement et/ou les effets de pièges [35], schématisées sur la Fig.I.10 (b), ne se comportent pas de la même manière d'une impulsion à une autre. Dans ce cas, le niveau de stabilité est sensiblement impacté et il dépend fortement des paramètres temporels de la rafale tels que la largeur de l'impulsion, la période de répétition ou encore son amplitude. Ces points seront développés et analysés plus précisément dans le chapitre VI.

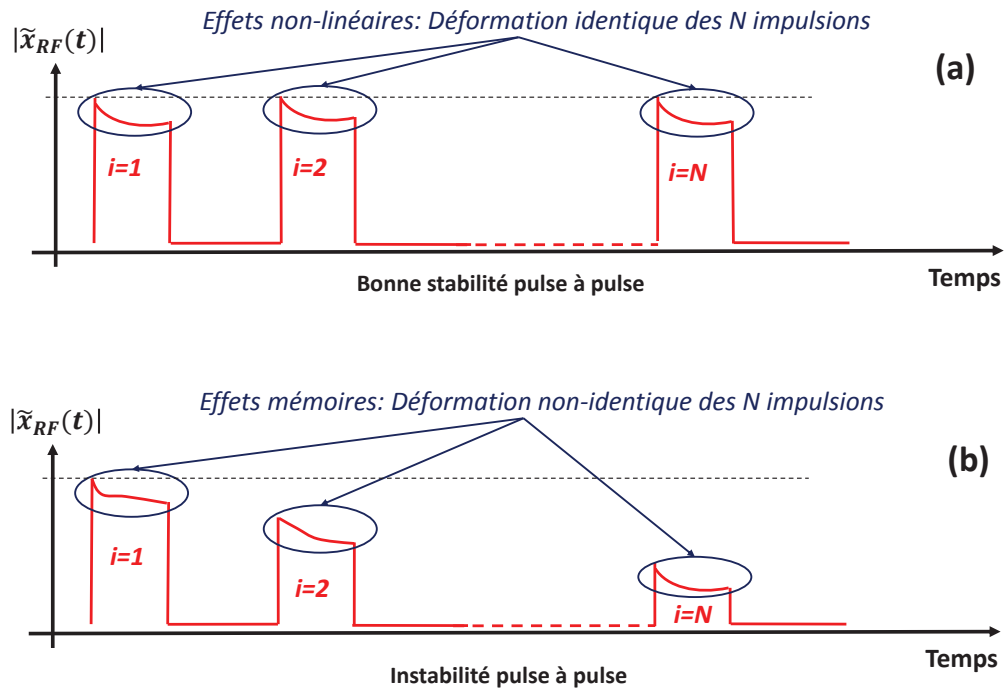


FIGURE I.10 – Impact des effets non-linéaires (a) et des effets mémoires (b) du transistor sur les impulsions successives d'une rafale radar.

Il existe d'autres phénomènes indésirables qui peuvent affecter un signal radar impulsionnel tels que l'instabilité dans l'impulsion, qui se traduit par des variations au niveau de phase et d'amplitude du signal émis durant la durée de chaque impulsion de façon quasi-similaire, ou aussi l'instabilité inter-impulsions due en grande partie aux signaux parasites générés par les alimentations de puissance et les fuites hyperfréquences mais qui restent cependant très faibles. Ces instabilités sont schématisées dans la Fig.I.11 et ne doivent pas être confondues avec l'instabilité pulse à pulse représentée auparavant.

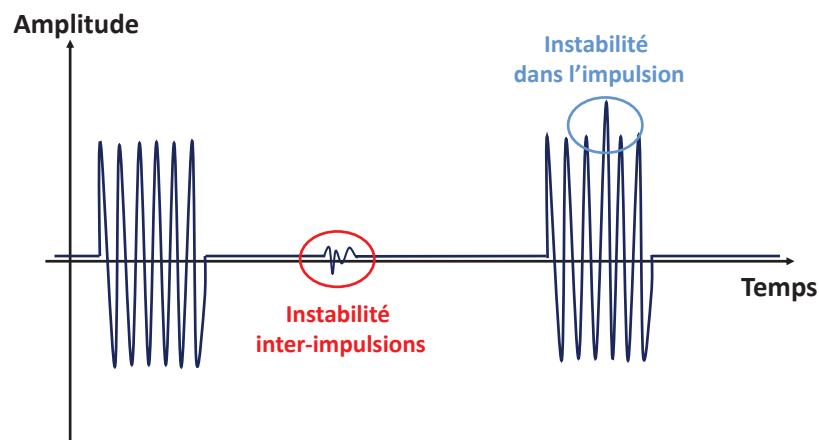


FIGURE I.11 – Représentation temporelle des instabilités inter-impulsion et dans l'impulsion.

5.2.2 Les causes d'instabilité P2P

L'instabilité pulse à pulse peut être reliée à des causes externes (en dehors de la chaîne d'amplification) et/ou internes (au niveau de la chaîne d'amplification) [32] [35]. Ces sources d'instabilité provoquent des perturbations qui peuvent être aléatoires, difficiles à contrôler et suivent des fluctuations temporelles non régulières et/ou prédictibles et donc plus difficiles à modéliser.

- **Les causes externes :**

- L'instabilité du signal micro-onde de faible niveau, qui est appliqué à l'entrée du module amplificateur de puissance, est principalement due à l'oscillateur local, au mélangeur, au multiplicateur et au bruit de phase du filtre. **(aléatoire)**

- Le choix de la rafale radar : les paramètres de la rafale utilisée (période de répétition (PRI), largeur de l'impulsion (τ), ...) ont un impact direct sur le niveau de la stabilité P2P final. **(prédictible)**

- Perturbations électromagnétiques [36] : elles provoquent un couplage parasite entre l'amplificateur à l'état solide et les modules voisins. Dans le pire des cas, un tel effet peut dégrader la stabilité finale d'environ 20dB. **(aléatoire)**

- Un défaut matériel [37] : chaîne de transmission, mélangeurs, filtres, CAN. **(aléatoire)**

- Désadaptation entre les différents modules de la chaîne d'émission. **(aléatoire)**

- **Les causes intrinsèques :**

- La cause la plus importante est la variation des effets mémoires au niveau du transistor HEMT GaN. Cela provoque des fluctuations d'amplitude et de phase. **(prédictible)**

- Un environnement de fonctionnement non adéquat de l'amplificateur de puissance : désadaptation d'impédance, alimentation DC (classe de fonctionnement), puissance injectée. **(prédictible)**

- Les changements des caractéristiques des circuits dus au vieillissement des composants. **(aléatoire)**

Les causes d'instabilité externes sont généralement aléatoires contrairement aux sources de perturbation intrinsèques qui sont prédictibles. D'ici vient l'intérêt dans le cadre de ces travaux de thèse de caractériser l'ensemble des causes prédictibles d'instabilité P2P liées au transistor et aux paramètres du signal qui seront présentées dans le chapitre IV. L'ensemble des causes d'instabilité P2P a été résumé dans la Fig.I.12.

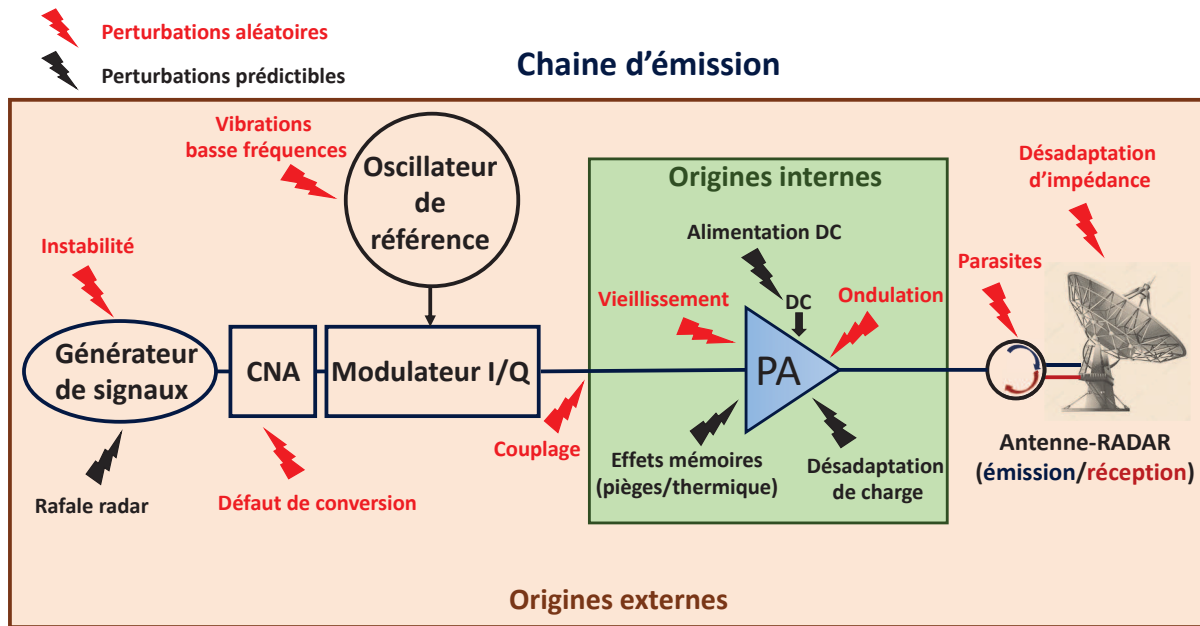


FIGURE I.12 – Les sources d'instabilité pulse à pulse dans une chaîne de transmission.

5.2.3 Les méthodes de quantification de la stabilité pulse à pulse

Deux méthodes sont utilisées pour évaluer la stabilité P2P d'un émetteur radar :

-La méthode fréquentielle basée sur l'analyse spectrale et le calcul de la densité spectrale de puissance. Avec cette méthode, la stabilité globale (amplitude/phase) est calculée $Stab_{globale}(dB)$ [38].

-La méthode temporelle avec deux calculs : écart type et RMS (Root Mean Square). Avec cette méthode, les stabilités P2P d'amplitude $Stab_{amp}(dB)$ et de phase $Stab_{phase}(dB)$ sont calculées séparément. Néanmoins, il est possible d'en déduire la stabilité globale à travers la formule suivante :

$$Stab_{globale}(dB) = 10 \cdot \log(10^{Stab_{amp}(dB)/10} + 10^{Stab_{phase}(dB)/10}) \quad (I.11)$$

Ces deux calculs (écart type et RMS) utilisent l'évolution temporelle du signal radar en amplitude et en phase pour en déduire les stabilités P2P d'amplitude et de phase calculées le long d'une impulsion d'une rafale entre les impulsions successives.

La Fig.I.13 représente l'évolution temporelle du module de l'enveloppe complexe $\tilde{x}_{RF}(t)$. La stabilité P2P d'une rafale radar est calculée à chaque instant t_k dans la largeur de l'impulsion τ . Il faut noter que l'instant t_k , qui correspond au temps écoulé depuis le début de

l'impulsion, est situé à la même position dans chacune des N impulsions de l'enveloppe de la rafale. À partir de tous les échantillons d'enveloppe complexe $\tilde{x}_{im}(t_k)$ pour la $i^{\text{ème}}$ impulsion de la $m^{\text{ème}}$ rafale, la stabilité P2P est donc définie par une fonction $Stab(t_k)$ à chacune des positions (t_k) entre 0 et τ .

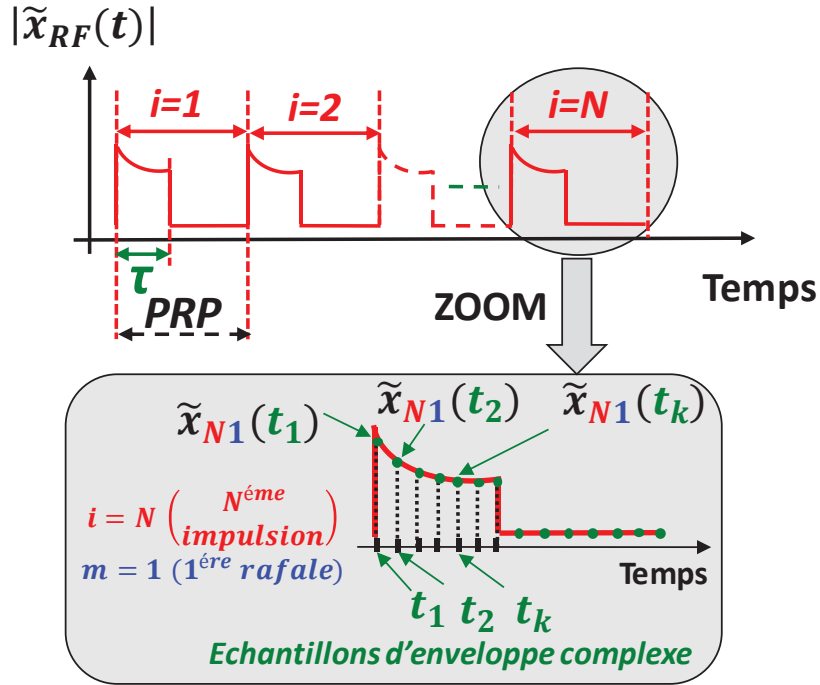


FIGURE I.13 – Module de l'enveloppe complexe $|\tilde{x}_{RF}(t_k)|$.

Afin d'assurer la validité du calcul de la stabilité P2P, la cohérence du signal doit être parfaite.

Pour le calcul de la stabilité P2P en amplitude, le module de l'enveloppe complexe de la rafale radar, $|\tilde{x}_{RF}(t_k)|$ nommé aussi $A(t_k)$, est normalisé par rapport à son maximum dans la rafale.

La précision du niveau de stabilité P2P peut être améliorée en calculant la stabilité moyenne extraite à partir de plusieurs rafales successives et cohérentes pour ne représenter qu'une seule rafale moyenne cohérente. Ainsi, pour une série de M rafales constituées chacune de N impulsions, $\overline{\tilde{v}_i(t_k)}$ est définie et représente la valeur de l'enveloppe moyenne de $\tilde{x}_{im}(t_k)$ à l'instant t_k dans la $i^{\text{ème}}$ impulsion de la rafale moyenne :

$$\overline{\tilde{v}_i(t_k)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tilde{x}_{im}(t_k) \quad (\text{I.12})$$

À partir de cette dernière équation, il est possible de calculer la stabilité d'amplitude ou de phase en calculant respectivement le module ou l'argument de la variable $\overline{\tilde{v}_i(t_k)}$.

- **Méthode écart-type :**

Pour cette méthode, la stabilité P2P est déduite de la valeur quadratique moyenne de l'écart de phase et d'amplitude pour les différentes impulsions d'une rafale calculé par rapport à leur valeur moyenne comme illustré sur la Fig.I.14.

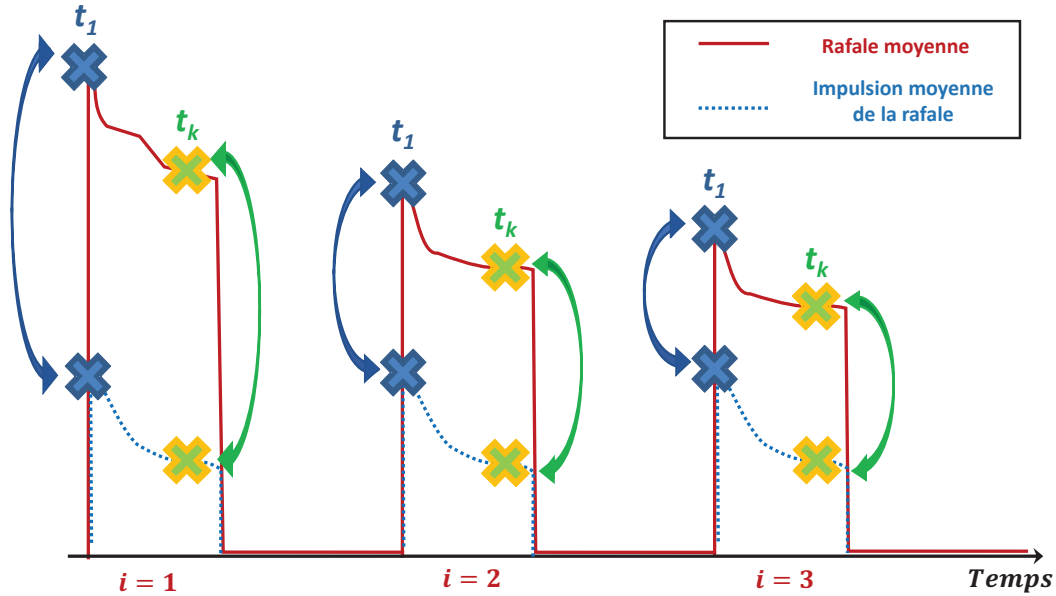


FIGURE I.14 – Illustration du calcul écart-type de la stabilité pulse à pulse.

Pour une rafale de N impulsions, nous avons ;

-La stabilité d'amplitude en dB :

$$Stab_{amp}(t_k)(dB) = 10 \log \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [A_i(t_k) - \overline{A(t_k)}]^2}{\overline{A(t_k)}^2} \right] \text{ avec } \overline{A(t_k)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_i(t_k) \quad (I.13)$$

-La stabilité de phase en dB :

$$Stab_{phase}(t_k)(dB) = 10 \log \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [\varphi_i(t_k) - \overline{\varphi(t_k)}]^2 \right] \text{ avec } \overline{\varphi(t_k)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varphi_i(t_k) \quad (I.14)$$

- **Méthode RMS (Root Mean Square) :**

Cette méthode est représentée sur la Fig.I.15. La stabilité est calculée à partir de la valeur quadratique moyenne de la variation d'amplitude et de phase entre les impulsions successives d'une rafale.

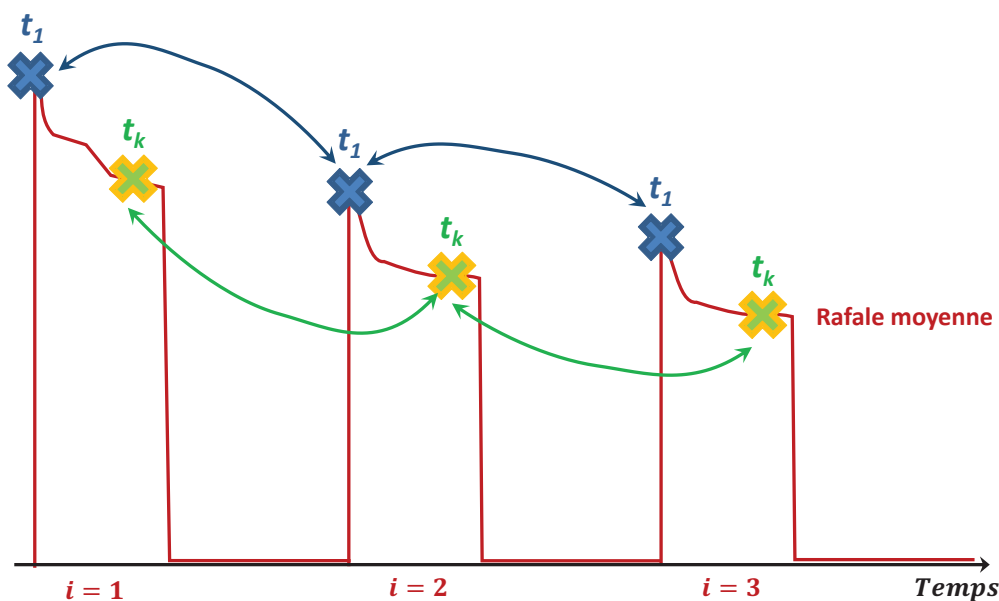


FIGURE I.15 – Illustration du calcul RMS (Root Mean Square) de la stabilité pulse à pulse.

-Stabilité d'amplitude :

$$Stab_{amp}(t_k)(dB) = 10 \log \left[\frac{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} [A_{i+1} - \overline{A}]^2}{\overline{A(t_k)}^2} \right] \text{ avec } \overline{A(t_k)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_i(t_k) \quad (I.15)$$

-Stabilité de phase :

$$Stab_{phase}(t_k)(dB) = 10 \log \left[\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} [\varphi_{i+1}(t_k) - \varphi_i(t_k)]^2 \right] \quad (I.16)$$

Dans ces travaux, les deux méthodes ont été évaluées. Il est important de noter que les résultats obtenus avec les deux différentes méthodes sont très proches. Les différences de valeurs seront liées aux variations de l'amplitude ou de la phase entre les impulsions successives d'une même rafale radar. En effet, une variation rapide mène à une valeur de stabilité RMS moins favorable. Cependant, une lente variation induit une stabilité RMS plus favorable. Les résultats de stabilité P2P mesurés ou simulés présentés dans la suite de ce manuscrit sont principalement calculés selon la méthode RMS.

La stabilité P2P est liée aux paramètres de la rafale. Cela indique qu'une performance de stabilité pour un radar ne peut pas être spécifiée seule. Il est nécessaire d'indiquer clairement la méthode de détermination et les conditions de mesure (signal radar utilisé : nombre d'impulsions, largeur d'impulsion et rapport cyclique).

5.3 État de l'art de la stabilité pulse à pulse

Une étude bibliographique des travaux de recherche effectués sur la stabilité P2P est synthétisée dans le Tableau I.3 qui fait apparaître les acronymes suivants :

- **DST** : Dispositif Sous Test
- **SST** : Solid State Transmitter
- **AP** : Amplificateur de Puissance (HPA de l'anglais "High Power Amplifier")
- **MTI** : Moving Target Indicator
- **MTBF** : Mean Time Between Failures
- **MTBCF** : Mean Time Between Critical Failures
- **T/R** : Transmitter/Receiver

Certains de ces travaux seront discutés avec plus de détails dans le chapitre IV lors de l'étude de la stabilité P2P.

Réf	Année	DST	Fréq	Rafale	Travaux effectués	Conclusions
[39]	1993	SST	S-band	$\tau=100 \mu s$ $\rho=10\%$	Conception, fabrication, développement et performances d'un SST 12kW.	Le SST développé permet de surmonter les limitations des émetteurs à tube avec une stabilité pulse à pulse (MTI>90dB), largeur de bande de 200 MHz, un facteur MTBF >22.000 heures avec une fidélité d'impulsion extrêmement élevée et un fonctionnement à basse tension pour un rendement élevé.
[40]	1995	SST	S-band	$\tau=50 \mu s$ $\rho=5\%$	Conception, fabrication, développement et performances d'un SST 22kW faible coût.	Le SST développé fournit des performances améliorées permettant de remplacer ceux qui utilisent les tubes : gain global de 32 dB, facteur MTI >75 dB et de la largeur de bande de 1200 MHz avec plus de 100.000 heures de MTBCF.
[32]	1998	SST	S-band	X	Présentation du banc de mesure homodyne (HP16500A) 50 Ω avec des exemples de la stabilité P2P pour différentes puissances et rafales à un point donné dans l'impulsion.	La stabilité P2P d'un SST est meilleure que celle d'un émetteur à tube micro-onde (autour de 50dB). Un blindage approprié permet de réduire le couplage parasite électromagnétique, et donc d'améliorer considérablement la stabilité d'environ 20 dB.
[33]	2000	SST	S-band	$\tau=150 \mu s$ $\rho=10\%$	Conception et performances d'un SST 36kW caractérisé en termes de stabilité P2P de phase.	Le SST développé dispose d'un facteur MTI >80dB et d'une stabilité P2P de phase >70dB atteinte grâce à la réduction du bruit pendant l'impulsion RF / L'augmentation de la température impacte les performances d'un transistor / Le AP est la clé pour une bonne performance de SST.
[36]	2000	SST	S-band	$\tau=150 \mu s$ $\rho=10\%$	Étude de l'effet des radiations BF des APs sur la stabilité P2P / Détermination de certaines origines des parasites / Proposition de quelques solutions pour améliorer la stabilité globale d'un équipement.	Les champs électriques et magnétiques rayonnés peuvent modifier les performances micro-ondes / Avec l'effet thermique, les perturbations électromagnétiques sont l'une des causes d'instabilité identifiées.
[34]	2006	T/R	S-band	$\tau=70 \mu s$ $\rho=10$	Développement d'un module T/R et d'un banc de mesure pour le caractériser / Quantification des stabilités P2P.	La limitation du bruit du banc de mesure est reliée aux performances du signal RF généré / Avec un bruit sinusoïdal ajouté (1MHz) la stabilité est améliorée.

[41]	2014	T/R	S-band	$\tau=70 \mu s$ $\rho=10\%$	Développement d'un module T/R 1.4kW et d'un système de mesure afin d'étudier l'impact de la température, τ , ρ sur sa stabilité P2P.	La performance du radar est sensible au module T/R. Le T/R développé dispose d'une stabilité P2P d'amplitude et de phase <-60dB. Les variations de la température ambiante (entre 10°C et 40°C) et du rapport cyclique ρ (de 0.1% à 10%) n'ont quasiment pas d'impact sur la stabilité P2P du module T/R développé. Cependant, le passage d'une largeur d'impulsion τ de $1\mu s$ à 100 améliore la stabilité P2P d'environ 25dB.
[31]	2014	AP GaN	S-band	$\tau=50 \mu s$ $\rho=20\%$	Développement d'un système de mesure hétérodyne pour caractériser l'impact du train d'impulsions irrégulier, des effets thermiques et de temps de silence sur la stabilité P2P / Comparaison mesures et simulations d'enveloppe de ce critère avec un regard particulier sur les constantes de temps thermiques du modèle non-linéaire.	La présence d'un silence dégrade la stabilité P2P avec un impact plus visible sur la première impulsion / Les mesures et les simulations de la stabilité P2P au niveau du circuit sont d'une importance primordiale pour avoir un aperçu précoce des causes des instabilités.
[42]	2014	AP GaN	S-band	$\tau=50 \mu s$ $\rho=20\%$	Étude de l'impact de la durée de silence, de chaque impulsion RF et de l'impédance de charge sur la stabilité P2P afin d'évaluer la capacité d'un modèle HEMT non-linéaire de reproduire les mesures temporelles de ce critère / Étude de l'impact des modèles non-linéaire et drain-lag sur les simulations d'enveloppe de la stabilité P2P.	Les effets mémoires doivent être considérés pour retrouver les mesures de stabilité P2P d'un AP / Ce critère est amélioré quand la première impulsion n'est pas prise en compte dans le calcul (une impulsion peut être insérée au début de la rafale pour réduire l'impact négatif du silence) / La variation de l'impédance de charge influence sensiblement la stabilité / Un compromis existe entre la stabilité et les autres performances doivent être prises en considération dans le cycle de conception du AP.
[43]	2015	APs/ GaN LDMOS	S-band	$\tau=40 \mu s$ $\rho=15\%$	Caractérisation de la stabilité P2P pour différents composants dans des environnements différents de test et avec différents types de polarisation / Développement d'un nouveau circuit de pré-correction utilisant un circuit modulateur de phase.	La méthode de correction développée permet de corriger les déficiences des effets mémoires sur la rafale et donc d'améliorer la stabilité P2P des composants GaN dont les pièges ont un impact majeur sur le comportement du courant pendant la rafale contrairement au LDMOS / Pour le AP caractérisé : la stabilité P2P est dégradée avec une polarisation impulsionnelle et elle est proportionnelle à τ , V_{gs0} et inversement proportionnelle au ρ , V_{ds0} .

[35]	2016	AP GaN	S-band	$\tau=40 \mu s$ $\rho=15\%$	Étude de l'impact de τ et ρ sur chaque impulsion de la rafale afin d'illustrer l'énorme impact des effets mémoires sur les réponses d'enveloppe et la stabilité P2P d'un AP GaN.	La présence des effets mémoires durant la rafale impact la stabilité P2P / Pour le AP caractérisé : l'amplitude et la phase ne se comportent pas dans le même sens selon différents τ (impact la stabilité d'amplitude) et ρ (impact la stabilité de phase).
[44]	2016	AP GaN	S-band	X	Développement d'un modèle comportemental basé sur une topologie de réseau Foster (technique de pré-distorsion numérique) pour atténuer l'impact des transitoires qui sont le résultat des effets mémoires et reproduire ses formes mesurées.	La pré-distorsion numérique améliore la stabilité du système, mais réduit le temps nécessaire pour que le système atteigne la stabilité souhaitée / La mise en œuvre de cette technique peut nécessiter des modifications ou des réaménagements de l'architecture du système radar.
[45]	2018	AP GaN	S-band	$\tau=100 \mu s$ $\rho=10\%$	Conception, développement et simulation d'un AP GaN 45W / Analyse de la stabilité P2P avec et sans une commutation de grille	La commutation de grille permet d'améliorer les stabilités d'amplitude et de phase, ainsi que la PAE du AP caractérisé.

Tableau I.3 – État de l'art des travaux effectués sur la stabilité pulse à pulse (P2P)

5.4 Apport du HEMT GaN pour les applications radar

Comme décrit dans les paragraphes précédents, le GaN présente les meilleures potentialités en termes de puissance, de fréquence et de gestion thermique. L'implémentation de ce matériau dans les transistors assure ainsi un saut technologique où des objectifs de miniaturisation, de très fortes densités de puissances et de robustesse deviennent réalisables.

Ces très bonnes potentialités font que les transistors HEMT GaN sont tout à fait adaptés pour répondre aux contraintes de fortes puissances des applications radars. En effet, cette technologie est capable de fournir les plus fortes densités de puissance, de très bons rendements et gains en puissance, ainsi que des impédances d'entrée et de sortie plus élevées que les autres technologies, ce qui est un avantage considérable lors de la conception des amplificateurs de puissance. La gestion thermique est favorisée par l'utilisation du carbure de silicium comme substrat permettant de supporter de hautes températures.

Il est très difficile de comparer les performances de différentes technologies entre elles. En effet, en fonction de l'application et des critères de performances recherchés, une technologie peut être adaptée dans un cas et inadaptée dans un autre. Néanmoins, le principal concurrent pour cette technologie jusqu'à la bande S est le transistor LDMOS Silicium [46] qui peut fournir de plus grandes puissances pour des développements équivalents [47], mais sur une bande de fréquences RF réduite et une fréquence maximale limitée.

Le principal inconvénient de la technologie GaN est son coût qui est pour le moment supérieur à celui des autres technologies du fait des forts coûts de réalisation de la couche active GaN. Les autres désavantages se situent au niveau de la fiabilité des composants et des pièges même si les études menées aujourd'hui sur les technologies AlInGaN laissent entrevoir une meilleure fiabilité des dispositifs et la diminution des effets de pièges.

6 Conclusion

Ce premier chapitre introductif était constitué de deux parties. Une première partie a présenté les différentes propriétés du matériau GaN avec une comparaison vis-à-vis des autres semi-conducteurs. Nous avons également décrit les transistors grand gap et particulièrement les transistors HEMTs AlGa_n/Ga_n avec leur principe de fonctionnement. Ces transistors semblent être les meilleurs candidats pour les applications radar d'amplification de puissance car ils combinent à la fois des performances remarquables de puissance et de fréquence. Cependant, ils possèdent quelques défauts limitant leurs performances dont les principales causes (thermiques et pièges) ont été discutées dans cette première partie.

La deuxième partie était dédiée aux principes généraux des systèmes radars. L'objectif principal de cette partie était également de présenter le critère de stabilité pulse à pulse qui constitue le sujet principal de ces travaux de thèse pour les transistors HEMTs GaN. Il a été montré que l'instabilité P2P peut provoquer plusieurs erreurs indésirables lors du traitement du signal, en particulier lors de la suppression d'objets fixes (MTI : Moving Target Indicator), ce qui permet généralement de ne conserver que les cibles mobiles.

Une étude bibliographique basée sur les travaux liés à la stabilité P2P a été résumée dans un tableau. Ces travaux ont commencé concrètement à partir des années 90 mais seulement sur des amplificateurs à l'état solide. La prise en compte de ce critère dans les travaux de modélisation d'un HPA ainsi que l'analyse de l'impact des différents paramètres sur son niveau ont commencé quelques années plus tard. Certains travaux ont montré l'importance primordiale des simulations de la stabilité P2P au niveau du circuit pour avoir un aperçu précoce des causes d'instabilités. Cependant, ce critère n'a jamais été quantifié au plus près du composant (au niveau du transistor), ce qui sera donc l'objectif de ces travaux de thèse afin d'améliorer la modélisation non-linéaire électrothermique des HEMTs GaN et étudier l'impact des effets mémoires sur ce critère. Cet objectif nécessite le développement d'outils de mesure spécifiques qui seront décrits dans les chapitres suivants.

Chapitre II

Mesures et modélisations non-linéaires électrothermiques des HEMTs AlGaN/GaN

Sommaire

1	Introduction	39
2	Mesure des paramètres [S] CW (Continuous Wave)	42
2.1	Modèle électrique linéaire	42
2.2	Détermination des éléments extrinsèques et intrinsèques	43
3	Mesure I-V impulsionnelle	45
3.1	Principe de fonctionnement et banc de mesure en impulsion	46
3.2	Modélisation non-linéaire de la source de courant	54
4	Mesures I-V impulsionnelles en température	58
4.1	Source de courant thermique	59
4.2	Détermination de la résistance thermique	61
4.3	Mesure des transitoires de courant après une longue impulsion	64
4.4	Détermination des constantes de temps thermiques	66
5	Mesure de paramètres [S] en impulsions	68
5.1	Synoptique du banc et intérêt de la mesure en impulsion	68
5.2	Modélisation des capacités non-linéaires	71
6	Conclusion	73

1 Introduction

L'intérêt des transistors HEMTs GaN pour l'amplification de puissance aux fréquences micro-ondes a été décrit dans le chapitre précédent. Ce chapitre va s'intéresser aux différents moyens de mesure nécessaires à leur modélisation électrique non-linéaire pour la CAO des circuits.

Il existe deux principales méthodes pour réaliser le modèle d'un transistor de puissance. La première méthode appelée "modélisation physique" se fonde sur les propriétés physiques des semi-conducteurs et les empilements de couches, tandis que la deuxième méthode appelée "modélisation électrique" s'intéresse à définir un schéma électrique équivalent du transistor afin de reproduire ses performances électriques mesurées. Dans ces travaux de thèse, on s'intéresse à la modélisation électrique appliquée sur les HEMTs AlGaN/GaN dont l'association des éléments localisés aux couches de matériaux est représentée dans la Fig.II.1.

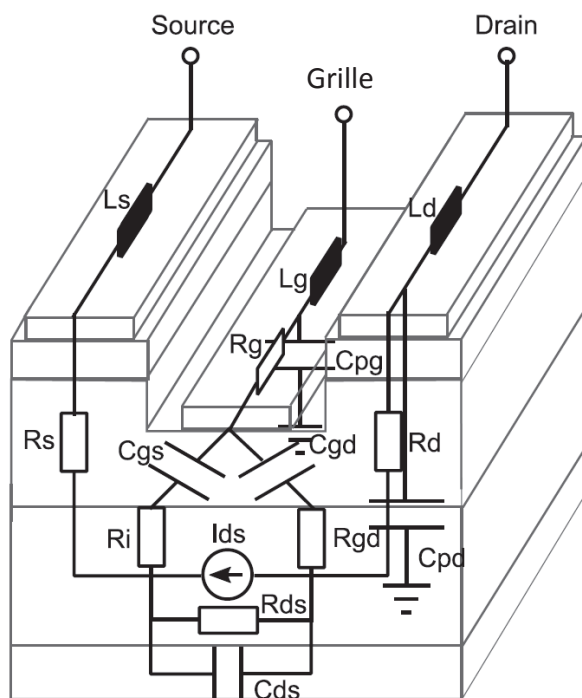


FIGURE II.1 – Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments localisés associés aux couches de matériaux [48].

Les principaux outils nécessaires à la modélisation non-linéaire électrothermique des HEMTs AlGaN/GaN seront présentés dans ce chapitre. Ces techniques ne sont pas spécifiques aux HEMTs GaN et ont déjà été utilisées intensivement dans plusieurs travaux de recherche afin de caractériser et extraire les modèles d'autres technologies comme les HBTs [6] et les HEMTs AsGa.

La présentation des outils sera illustrée par les résultats de mesure inhérents au transistor étudié pendant ces travaux afin de pouvoir faire la liaison avec la suite du travail effectué dans le prochain chapitre consacré à l'amélioration des modèles permettant de prédire la stabilité P2P.

Dans ce manuscrit, une modélisation non-linéaire électrothermique et des pièges en fonction de la température pour les transistors HEMTs GaN sera présentée. La topologie complète du circuit équivalent incluant les éléments correspondants aux effets thermiques et pièges utilisée dans ces travaux de thèse est illustrée sur la Fig.II.2.

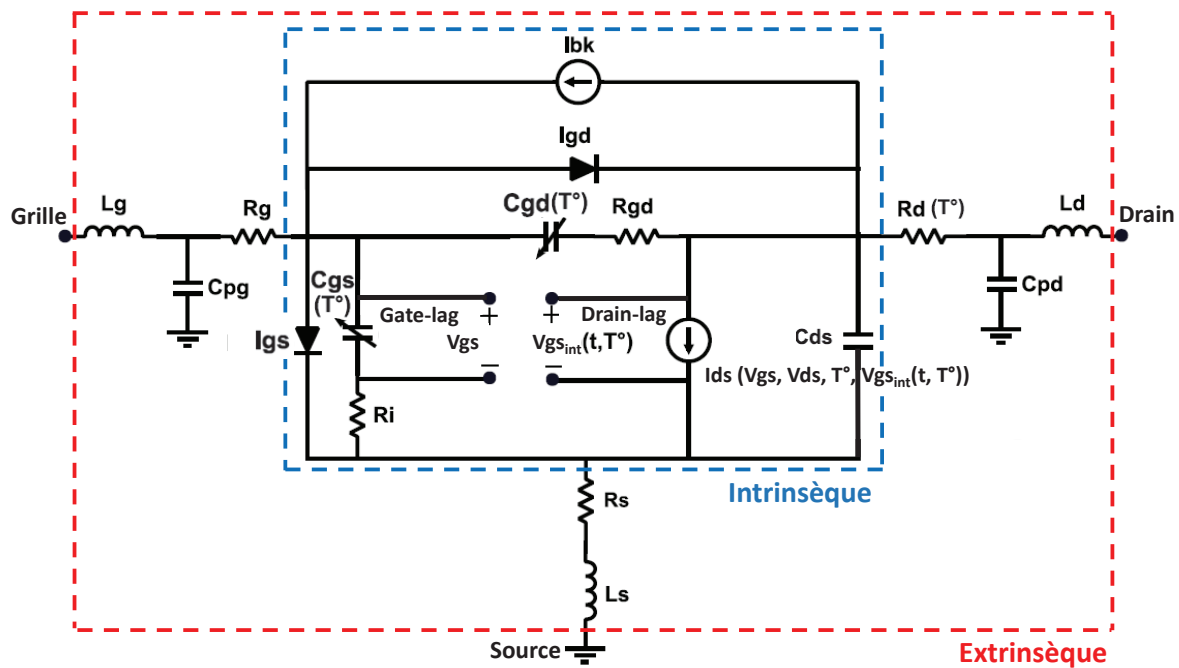


FIGURE II.2 – Schéma électrique grand signal du modèle HEMT GaN incluant les effets thermiques et de pièges.

L'extraction des paramètres du modèle est réalisée chronologiquement selon plusieurs étapes qui sont résumées dans la Fig II.3 avec les moyens de caractérisation nécessaires pour chacune d'elles. La modélisation non-linéaire électrothermique sera représentée dans ce chapitre partant de l'extraction des éléments extrinsèques qui sera détaillée dans la première partie, puis la modélisation des diodes d'entrées ainsi que de la source de courant non-linéaire qui sera abordée par la suite. Ensuite, nous étudierons dans une troisième partie la modélisation des variations thermiques qui est primordiale car, comme il a été évoqué précédemment, l'échauffement des composants a une influence non négligeable sur les performances en puissance. Enfin, une dernière partie de ce chapitre détaillera la modélisation des capacités non-linéaires qui ont un impact direct sur les caractéristiques grand signal.

Dans le troisième chapitre de ce manuscrit, nous étudierons les différentes étapes permettant la modélisation des pièges. Cette modélisation permettra de mieux reproduire les caractéristiques I-V en fonction de la polarisation et d'obtenir une meilleure précision sur les variations des performances lors de l'application de signaux de puissance.

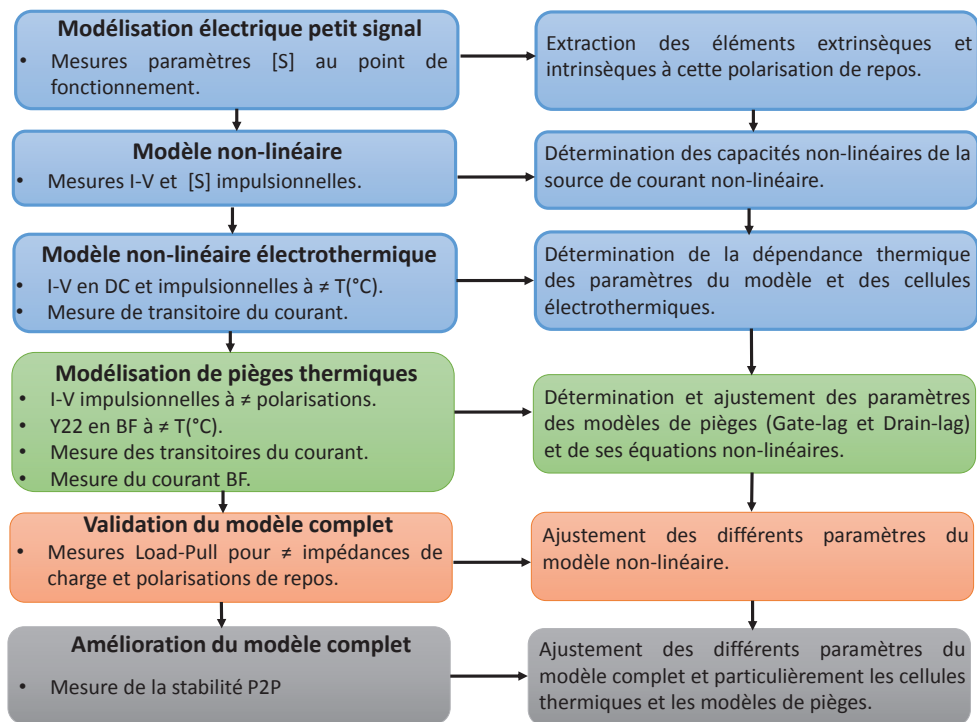


FIGURE II.3 – Différentes étapes de modélisation et de validation du modèle non-linéaire électrothermique et de pièges d'un HEMT GaN.

Pendant ces travaux de thèse, deux transistors différents ont été modélisés. Le transistor de référence étudié tout au long de ce manuscrit est un HEMT AlGaN/GaN 10W de la filière GH25 provenant de la fonderie UMS (10 doigts de grille de $275\mu\text{m}$ de largeur). En complément, des résultats de mesures et de simulations d'un transistor HEMT AlGaN/GaN 10W provenant de la fonderie Qorvo (12 doigts de grille de $210\mu\text{m}$ de largeur), dont la modélisation complète a également été réalisée en parallèle, seront présentés dans le dernier chapitre lors de l'étude de la stabilité P2P.

Généralement, la mesure "Load-Pull" représente la dernière étape pour vérifier l'extraction des modèles non-linéaires des transistors de puissance. Bien que cette caractérisation donne la possibilité d'ajuster certains paramètres du modèle pour reproduire les performances grand-signal du transistor avec une simulation effectuée dans les mêmes conditions que la mesure, elle reste cependant insuffisante pour déterminer le comportement du transistor avec des signaux radar. La mesure de la stabilité P2P est un outil supplémentaire dans ce travail qui démontrera une amélioration significative du modèle complet. De plus, elle

permet de déterminer le comportement du transistor lorsque les effets mémoires varient en fonction de la température. Dans cette étape, une comparaison mesures-modèle sera réalisée afin d'ajuster les paramètres des modèles de pièges et des cellules électrothermiques. Comme il a été évoqué précédemment, ces effets mémoires ont un impact déterminant sur la stabilité P2P des composants HEMTs GaN.

2 Mesure des paramètres [S] CW (Continuous Wave)

2.1 Modèle électrique linéaire

Le schéma du modèle électrique linéaire (petit signal) classique d'un HEMT est représenté sur la Fig.II.4. Il est composé de deux parties : une partie intrinsèque et une partie extrinsèque. Chacun des éléments électriques peut être associé à une zone propre dans la structure du composant.

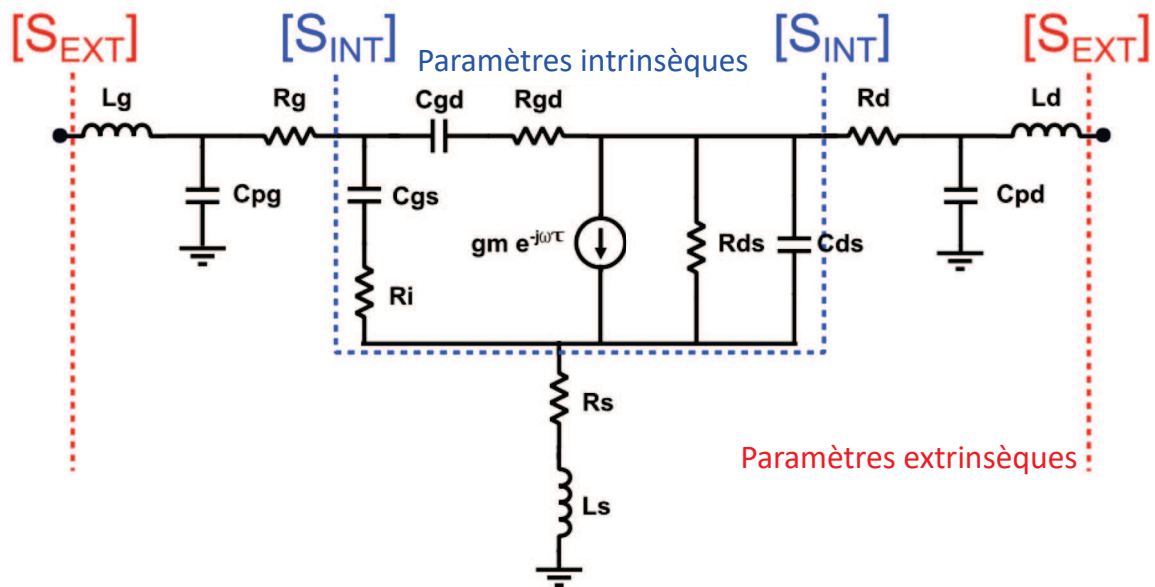


FIGURE II.4 – Modèle électrique équivalent petit signal d'un transistor HEMT.

Il convient de noter que l'utilisation de ce modèle linéaire ne représentera le transistor que pour de faibles niveaux de puissance autour d'un point de polarisation donné. Afin de pouvoir représenter le comportement grand signal, certains de ces paramètres doivent être définis par des non-linéarités, comme nous le verrons dans la suite de ce chapitre.

2.2 Détermination des éléments extrinsèques et intrinsèques

Pour réaliser un modèle électrique d'un transistor, il est indispensable d'extraire, dans un premier temps, les valeurs de ses éléments extrinsèques qui sont supposés indépendants de la polarisation :

- L_g, L_d, L_s : inductances parasites liées aux accès métallisés du transistor.
- R_d, R_s : résistances parasites dues aux contacts ohmiques et aux zones conductrices du canal entre les métallisations de drain et de source et la limite de la zone désertée.
- R_g : résistance dynamique de grille liée aux pertes métalliques du contact Schottky.
- C_{pg}, C_{pd} : capacités parasites des plots d'accès du transistor.

L'extraction de ces paramètres extrinsèques a pour objectif de permettre un changement du plan de référence afin de prendre en compte uniquement le transistor intrinsèque. Cette procédure d'extraction des éléments parasites extrinsèques est aussi appelée de-embedding [49].

Une méthode d'extraction des éléments extrinsèques consiste à optimiser leur valeur de telle sorte que les valeurs extraites alors des éléments intrinsèques soient indépendantes de la fréquence [50]. Cette procédure est réalisée grâce à un algorithme d'optimisation basé sur l'extraction de la matrice admittance intrinsèque $[Y]^{int}$ par transformations successives des paramètres $[S]$ extrinsèques mesurés. Cette méthode est illustrée dans la Fig.II.5.

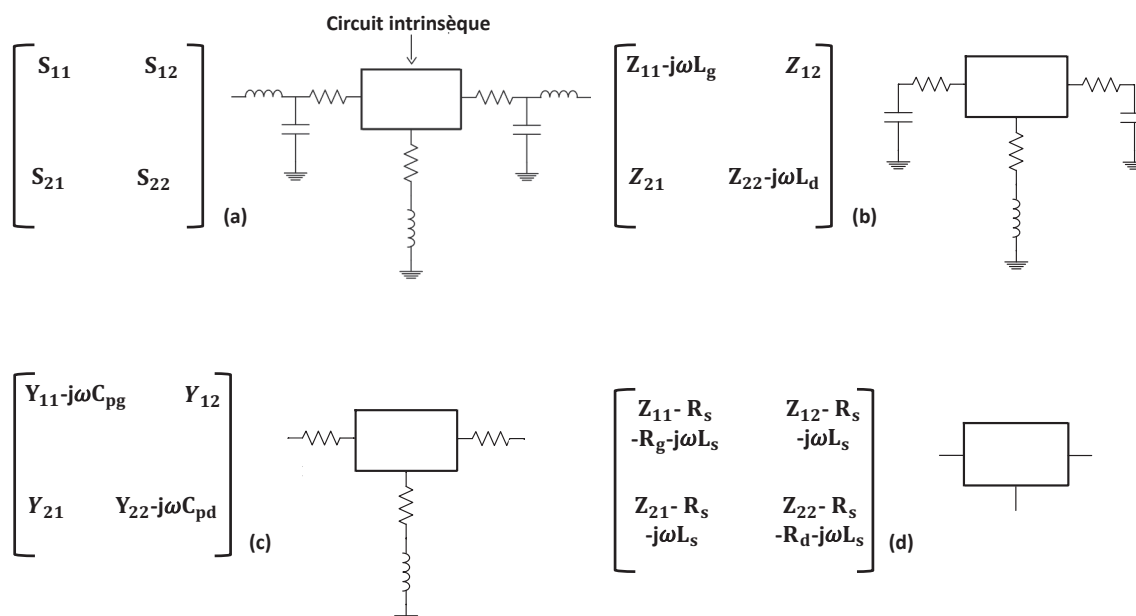


FIGURE II.5 – Algorithme d'extraction de la matrice des paramètres extrinsèques du schéma équivalent petit signal d'un transistor de l'étape (a) jusqu'à l'étape (d).

À partir de la matrice admittance intrinsèque ainsi obtenue pour un jeu de valeurs extrinsèques, les éléments intrinsèques sont calculés analytiquement à l'aide des équations d'extraction qui sont clairement détaillées dans plusieurs thèses [51] [21]. Connaissant un jeu de valeurs extrinsèques, nous pouvons déterminer par un simple calcul analytique l'ensemble des paramètres intrinsèques (Cgd , Rgd , Cgs , Gd , Cds , Ri , Gm , τ) du modèle à chaque point de fréquence mesuré. Puis, les valeurs finales retenues pour ces éléments résultent d'une moyenne fréquentielle dans la bande de mesure qui doit très peu varier.

Ainsi, la mesure des paramètres [S] sous pointes du transistor HEMT GaN UMS $10 \times 275 \mu m$, en utilisant un analyseur de réseau vectoriel à un point de polarisation précis, constitue la première étape du travail. Cette caractérisation a été appliquée sur une bande fréquentielle d'analyse [0.5 GHz - 20 GHz] par pas de 0.5 GHz sous une polarisation de repos en classe AB ($V_{gs0} = -3.2V$, $V_{ds0} = 30V$) permettant d'avoir un courant de repos $I_{ds0} = 350mA$. Les valeurs extraites des éléments extrinsèques sont représentées dans le Tableau II.1.

$Rg(\Omega)$	$Rd(\Omega)$	$Rs(\Omega)$	$Lg(pH)$	$Ld(pH)$	$Ls(pH)$	$Cpg(fF)$	$Cpd(fF)$
1.8	1.78	0.2	69	40	1.2	36	78

Tableau II.1 – Valeurs des éléments extrinsèques du transistor GaN UMS $10 \times 275 \mu m$.

À partir de ces valeurs extrinsèques, et à l'aide de la méthode d'extraction directe définie auparavant, les valeurs des paramètres intrinsèques extraites pour ce point de polarisation sont représentées dans le Tableau II.2.

$Cgs(pF)$	$Cgd(pF)$	$Ri(\Omega)$	$Rgd(\Omega)$	$Cds(pF)$	$\tau(ps)$	$Gm(mS)$	$Gd(mS)$
3.64	0.015	0.33	35	0.94	2.2	483	15

Tableau II.2 – Valeurs des éléments intrinsèques extraites au point de polarisation ($V_{gs0} = -3.2V$; $V_{ds0} = 30V$) du transistor UMS $10 \times 275 \mu m$.

La Fig.II.6 présente une comparaison entre les paramètres [S] mesurés et simulés du modèle petit signal qui démontre une bonne corrélation à ce point de polarisation dans la bande [0.5-20 GHz].

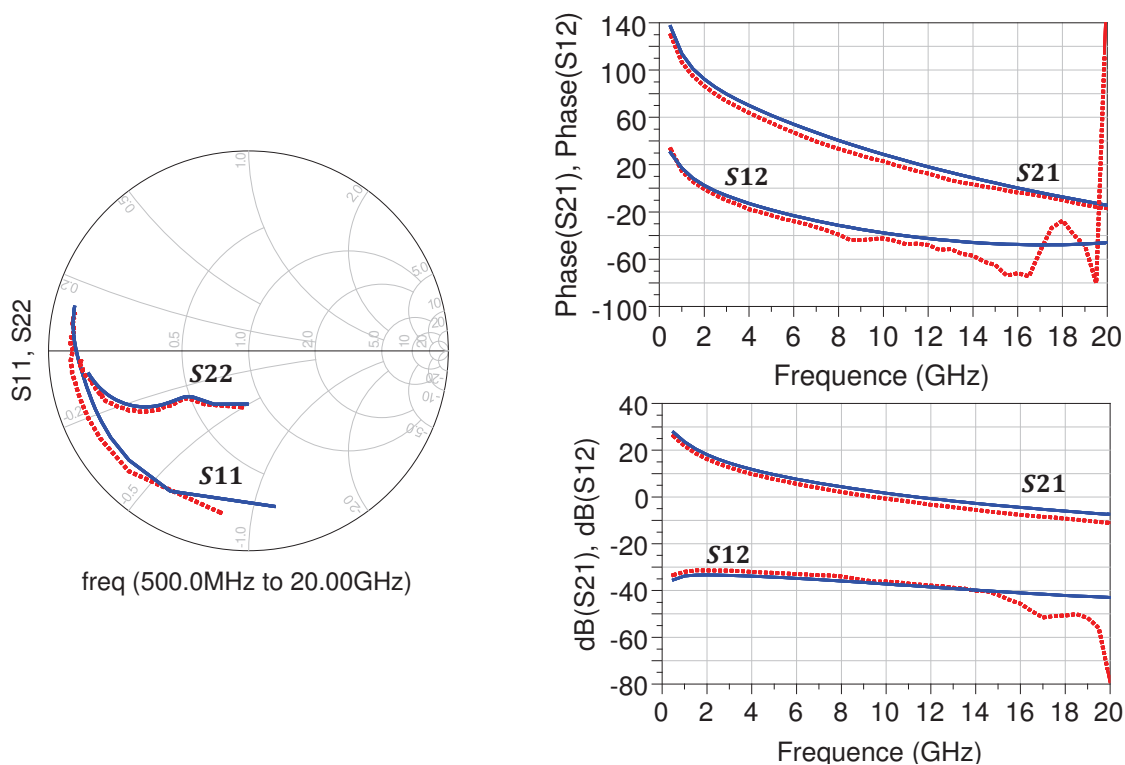


FIGURE II.6 – Comparaison des paramètres [S] simulés (bleu) et mesurés (rouge) sur une bande fréquentielle [0.5GHz 20GHz] pour $V_{gs0} = -3.2V$, $V_{ds0} = 30V$ (HEMT GaN UMS $10 \times 275 \mu m$).

3 Mesure I-V impulsionnelle

Afin d'extraire le modèle non-linéaire électrique, nous nous intéressons maintenant à la première et plus importante non-linéarité du transistor qui est la source de courant drain-source.

La mesure I-V de la source de courant peut se faire de différentes manières : I-V continue (DC) et I-V impulsionnelle. Cependant, la mesure en mode continu présente des inconvénients majeurs entraînant des imprécisions lors de la réalisation du modèle. En effet, la puissance dissipée continue dans le dispositif varie pendant la caractérisation et provoque des effets d'auto échauffement, donc la température n'est pas constante. En outre, les transistors HEMTs GaN manifestent des effets de pièges qui modifient les caractéristiques de courant continu, induisant des erreurs importantes dans la détermination de la conductance et la transconductance de sortie RF. De plus, les zones d'avalanche doivent être caractérisées afin de fournir un modèle non-linéaire avec toutes les limites qui peuvent être atteintes par les grands signaux. Ces régions sont impossibles à mesurer avec une polarisation continue sans provoquer la destruction du composant. L'ensemble de ces inconvénients ont entraîné le développement de techniques de mesures basées sur des impulsions grâce auxquelles des modèles très élaborés de transistors peuvent être réalisés.

3.1 Principe de fonctionnement et banc de mesure en impulsion

La mesure I-V impulsionnelle consiste à décrire l'ensemble du réseau I-V par des mesures quasi-isothermes dans des conditions expérimentales qui minimisent les effets thermiques et/ou de pièges en appliquant de brèves impulsions autour d'un point de polarisation de repos choisi. Les impulsions doivent balayer tout le domaine des tensions acceptables par le transistor en cours de caractérisation afin de décrire point par point un réseau de caractéristiques.

La durée (τ) des impulsions doit être la plus courte possible afin de s'affranchir des effets thermiques ($\tau \ll \tau_{TH}$ =constante de temps thermique) mais suffisamment grande pour atteindre le régime établi et permettre la mesure. De plus, le temps d'attente entre deux impulsions doit être suffisamment long pour que le composant refroidisse et que la température se stabilise à celle qui est déterminée par sa puissance dissipée au point de repos. Généralement, un temps de repos de quelques microsecondes est suffisant pour permettre le retour de la température à son état d'équilibre. Ces conditions à respecter permettent la gestion des effets thermiques pour une meilleure précision des résultats de caractérisation car la température est alors déterminée par le point de polarisation choisi et sa puissance dissipée.

Il faut noter que dans les transistors HEMTs AlGaIn/GaN la température varie rapidement au cours de l'impulsion à cause des fortes puissances dissipées et l'auto-échauffement n'est plus négligeable après des durées d'impulsion τ de quelques centaines de nanosecondes [6]. Cela induit que les mesures ne sont pas totalement isothermiques si τ n'est pas inférieure à la centaine de nanosecondes.

Le banc de mesure I-V en régime impulsionnel est représenté sur la Fig.II.7. Il est constitué principalement d'un générateur d'impulsions connecté à un système d'acquisition de données par bus GPIB.

Les générateurs d'impulsions utilisés au sein du laboratoire XLIM sont le "BILT" de la société AMCAD ou un générateur "Keithley" [52]. Ces générateurs disposent respectivement d'une durée minimum d'impulsion d'environ 400ns et 60ns. Bien que le générateur "Keithley" possède une bonne précision pour des faibles courants, ce dernier reste limité en termes de puissance. En raison de sa limitation en puissance malgré sa très faible durée d'impulsion, le générateur "Keithley" est généralement réservé aux caractérisations de composants faible puissance [52]. Le générateur d'impulsions utilisé pour caractériser les HEMTs GaN de fortes puissances est donc le "BILT AMCAD" avec une génération d'impulsions qui peuvent atteindre 250V/10A.

Ce banc dispose d'une table sous pointe équipée d'une station thermique ainsi que des tés de polarisation qui ont pour rôle d'assurer la polarisation du composant.

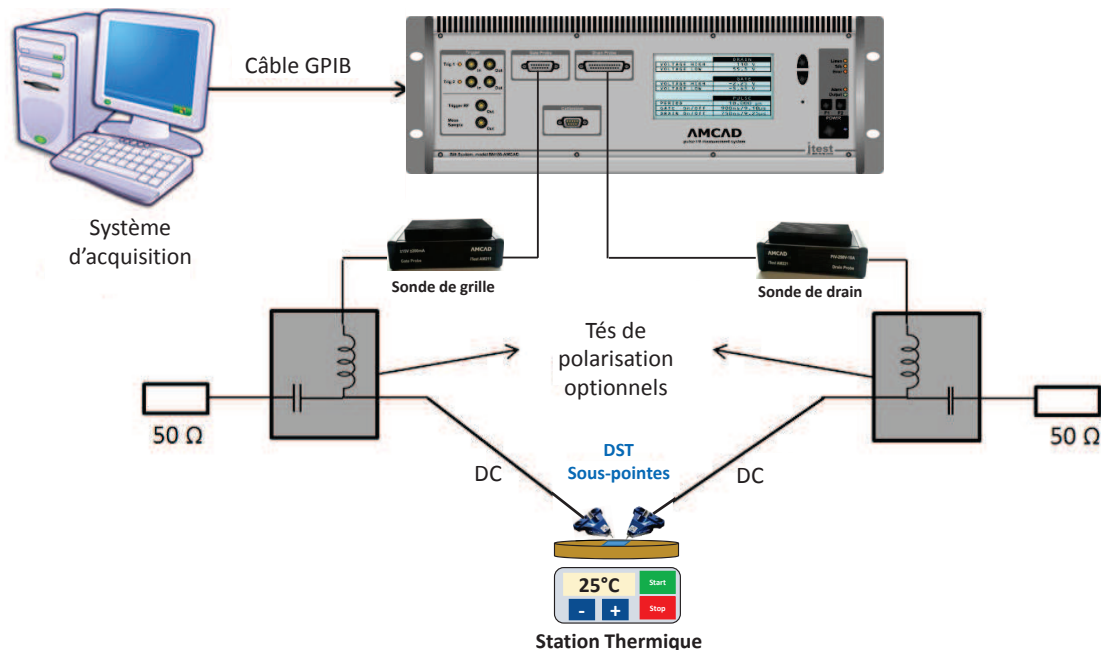
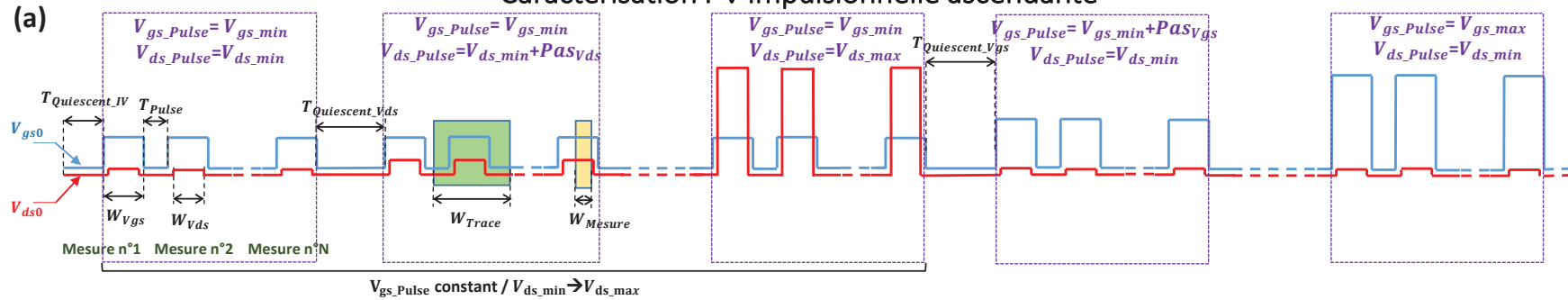


FIGURE II.7 – Synoptique du banc de mesure I-V en mode impulsionnel.

Afin de réaliser de mesures cohérentes qui répondent aux besoins de l'utilisateur, il est important de comprendre le fonctionnement des instruments utilisés car une mauvaise manipulation peut engendrer des problèmes au cours de la caractérisation induisant des faux résultats dégradant la qualité du modèle. La compréhension du fonctionnement permet de choisir la configuration s'adaptant au mieux avec le dispositif testé.

Pour une présentation précise du mode de fonctionnement du système de mesure utilisé, il convient de mentionner tous les paramètres dont on peut avoir besoin pendant la configuration d'une mesure I-V impulsionnelle à l'aide du générateur "BILT AMCAD". Les signaux de polarisation utilisés pour cette caractérisation sont représentés sur la Fig.II.8. En effet, ces mesures considèrent un point de polarisation de repos initial défini par les tensions V_{gs0} et V_{ds0} à partir desquelles, la caractéristique I-V est décrite par l'intermédiaire d'impulsions en tension instantanée (V_{gs_Pulse} et V_{ds_Pulse}) comme illustré par la Fig.II.8 pour assurer des conditions particulières d'équilibre thermique.

Caractérisation I-V impulsionnelle ascendante



Caractérisation I-V impulsionnelle descendante

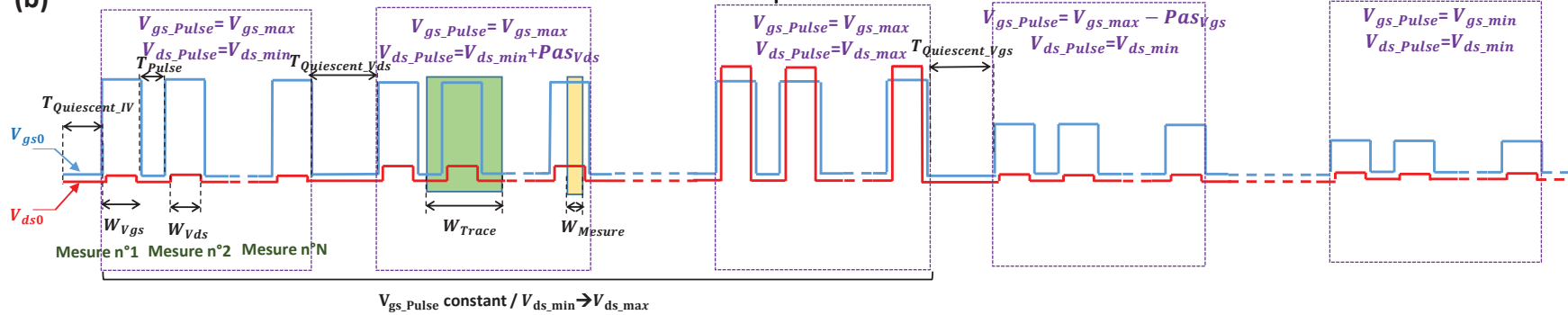


FIGURE II.8 – Principe de la caractérisation I-V en mode impulsionnel.

- $V_{gs0}; V_{ds0}$: Polarisation de repos
- $V_{gs_Pulse}; V_{ds_Pulse}$: Polarisation instantanée
- $W_{V_{gs}}/W_{V_{ds}}$: Largeur de l'impulsion $V_{gs_Pulse}/V_{ds_Pulse}$
- $Pas_{V_{gs}}/Pas_{V_{ds}}$: Pas de variation de $V_{gs_Pulse}/V_{ds_Pulse}$
- $[V_{gs_min}; V_{gs_max}]$: Plage de variation de V_{gs_Pulse}
- $[V_{ds_min}; V_{ds_max}]$: Plage de variation de V_{ds_Pulse}
- T_{Pulse} : Période de répétition des impulsions pour un même point du réseau I-V
- $T_{Quiescent_IV}$: Temps passé par le DST au niveau de sa polarisation de repos avant de commencer la mesure
- $T_{Quiescent_Vds}/T_{Quiescent_Vgs}$: Temps mis par le système avant de passer d'un niveau de polarisation $V_{gs_Pulse}/V_{ds_Pulse}$ à un autre niveau.
- W_{Mesure}/W_{Trace} : Fenêtre de mesure/de traçage des formes d'ondes temporelles
- N_{Mesure}/N_{Trace} : Nbr de pts dans T_{Mesure}/T_{Trace}

Des mesures I-V impulsives ont été effectuées avec les deux configurations (ascendante et descendante) définies dans la Fig.II.8, c'est à dire correspondant respectivement à une mesure du réseau I-V du pincement vers I_{ds_max} ou de I_{ds_max} vers le pincement. Les résultats issus de ces deux configurations ne montrent pas une grande différence sur les transistors caractérisés lors de ces travaux validant ainsi les paramétrages des timings des impulsions.

Le système de mesure "BILT AMCAD" utilise la technique d'échantillonnage entrelacé [53] pour reconstituer le signal comme que l'illustre la Fig.II.9.

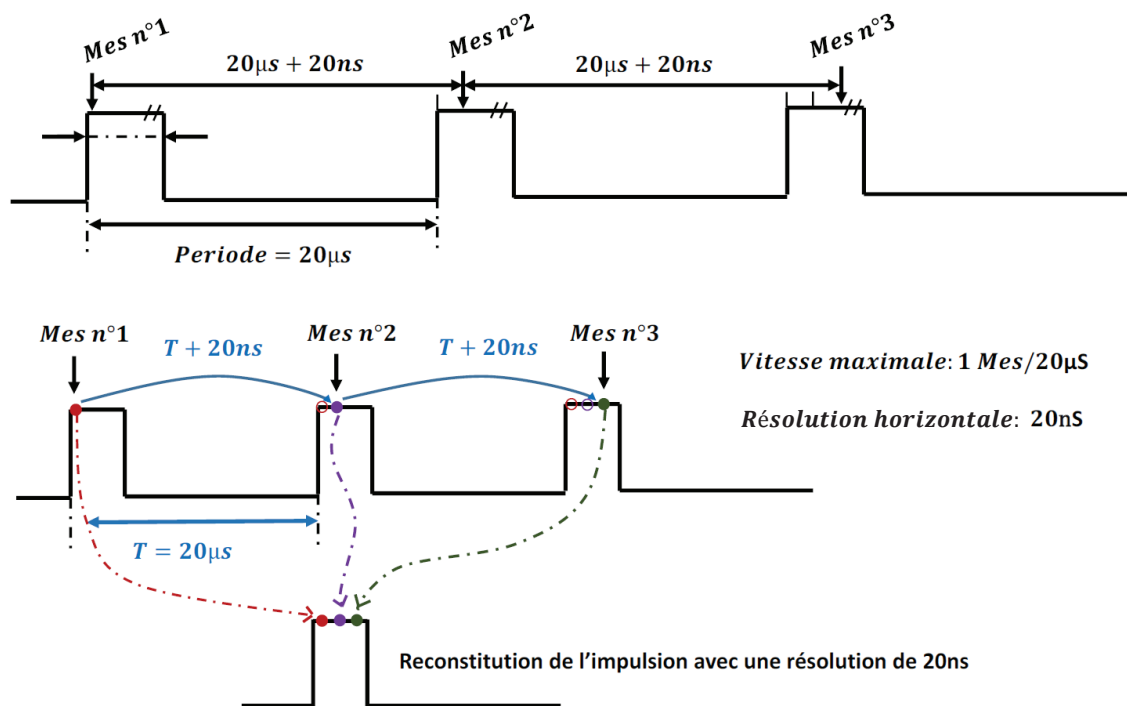


FIGURE II.9 – Technique d'échantillonnage entrelacé utilisée par le "BILT AMCAD".

Étant donné que la fréquence maximale d'échantillonnage est de 50kHz , une mesure peut être faite chaque $20\mu\text{s}$ [53]. D'autre part, la résolution maximale de la restitution de la forme de l'impulsion est de 20ns , ce qui correspond à une fréquence de 50MHz .

Grâce à cette technique de mesure, cet instrument est capable de tracer l'évolution temporelle des tensions/courants à l'entrée/sortie du DST à chaque point du réseau I-V [54]. Cependant, il faut noter que si l'option de traçage de l'évolution temporelle n'est pas activée dans la configuration du système, la mesure de chaque point du réseau I-V (même polarisation instantanée) est faite un nombre de fois égal au paramètre "Sampling cout" de moyennage au niveau de la fenêtre de mesure afin de reconstituer seulement les points qui sont situés au niveau de cette fenêtre. Dans le cas inverse, où le traçage de l'évolution temporelle est activée, la mesure est effectuée un nombre de fois égal au paramètre "trace points" afin de reconstituer tous les points de la fenêtre de traçage [53] [54].

Le principe de moyennage appliqué au niveau de la fenêtre de mesure est illustré dans la Fig.II.10. Il est défini avec le paramètre "Sampling count" dans la configuration avec une résolution maximale de 20ns [55].

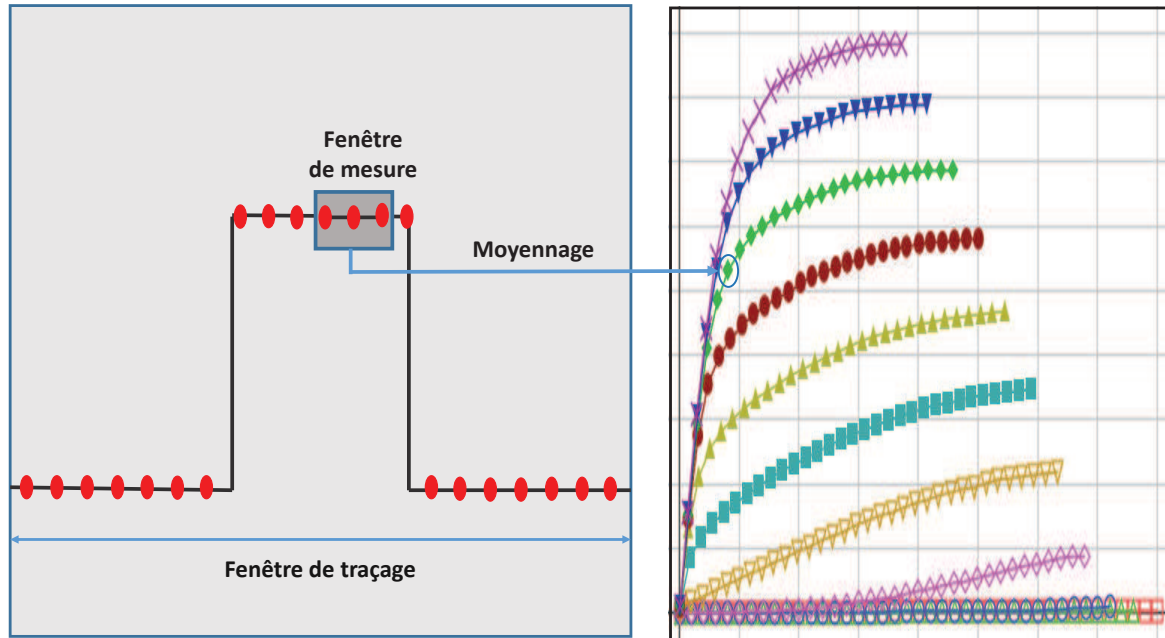


FIGURE II.10 – Principe de moyennage au niveau de la fenêtre de mesure pour une polarisation instantanée du réseau I-V.

Les nombres de points possibles au niveau de la fenêtre de traçage et de la fenêtre de mesure sont limités par la résolution maximale de 20ns et sont définis par les équations suivantes :

$$Nb\ pts\ max\ dans\ la\ fenêtre\ de\ traçage = \frac{Largeur\ de\ la\ fenêtre\ de\ traçage}{Résolution\ maximale} \quad (II.1)$$

$$Nb\ pts\ max\ dans\ la\ fenêtre\ de\ mesure = \frac{Largeur\ de\ la\ fenêtre\ de\ mesure}{Résolution\ maximale} \quad (II.2)$$

À titre d'exemple, si la fenêtre de mesure a une largeur de 200ns avec un nombre d'échantillons égal à 100, la résolution demandée est de 2ns, mais cette résolution étant plus grande que la maximale, le système va donc prendre par défaut une résolution de 20ns qui correspond à seulement 10 échantillons.

Certaines précautions doivent être prises en considération lors de la caractérisation des transistors HEMTs GaN qui génèrent de fortes puissances. Après plusieurs tests de mesures I-V impulsionnelles effectuées, les principales précautions qu'il ne faut pas négliger sont les suivantes :

-La résistance parasite série qui existe entre l'accès du transistor et le plan de mesure doit être prise en compte afin de ne pas avoir un décalage de la zone ohmique du réseau I-V.

-La polarisation impulsionnelle doit être générée le plus proche possible du DST. Pour cela, il faut utiliser des connexions aussi courtes que possible afin d'éviter que l'impulsion parcourt un long câble présentant une inductance parasite. Cette inductance parasite ainsi que d'autres éléments indésirables (capacités, résistances,...) qui sont liés à l'installation des câbles, des tés de polarisation et du montage en général, jouent un rôle sur la précision de la mesure. En effet, certains dépassements sur les formes d'ondes impulsionnelles en courant et en tension nommés "overshoots" peuvent être mis en évidence. Dans ce cas, si la configuration choisie n'est pas adaptée pour atteindre le régime établi dans les fenêtres de mesure, il risque d'y avoir une mesure imprécise, avec des valeurs de courants I_{ds} plus grandes que la réalité, observées généralement à des faibles tensions V_{ds} . Afin de bien mettre en évidence ce phénomène, la Fig.II.11 présente des mesures I-V impulsionnelles effectuées sur le transistor UMS $10 \times 275\mu m$ avec la même configuration mais en utilisant des largeurs d'impulsions différentes : $W_{V_{ds}} = 1\mu s$ et $W_{V_{ds}} = 10\mu s$.

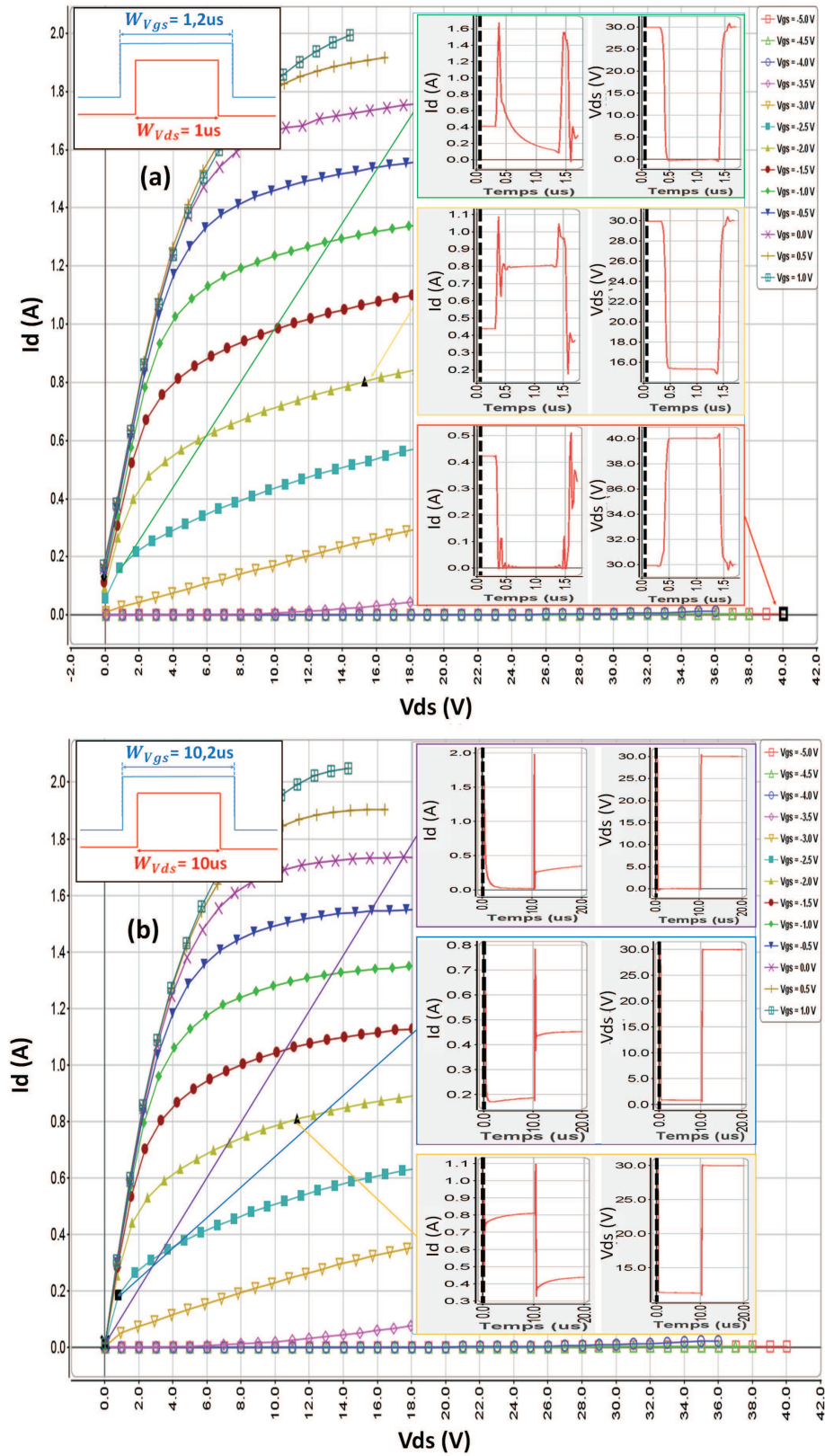


FIGURE II.11 – Mesures I-V impulsionnelles avec des largeurs d'impulsions différentes (a) $W_{V_{gs}} = 1.2 \mu s / W_{V_{ds}} = 1 \mu s$ (b) $W_{V_{gs}} = 10.2 \mu s / W_{V_{ds}} = 10 \mu s$.

À partir de cette figure, nous pouvons conclure que la variation rapide des tensions de polarisation, avec un temps de montée trop court, induit un "overshoot" observé principalement au niveau de la forme d'onde du courant. Ce dernier peut impliquer que le réseau I-V ne part pas du même point pour une tension V_{ds} nulle si la largeur des impulsions n'est pas suffisante pour atteindre le régime établi (Fig.II.11 (a)). Le courant de sortie I_{ds} se stabilise dans l'impulsion à partir de quelques microsecondes (Fig.II.11 (b)); c'est la raison pour laquelle la largeur des impulsions doit être légèrement supérieure à cette durée transitoire afin d'éviter l'auto-échauffement.

On peut aussi remarquer que plus la tension V_{ds} augmente, moins le courant de sortie I_{ds} nécessite de temps afin d'atteindre le régime établi. Cela peut être expliqué par le fait que l'état de piège du transistor GaN est principalement dû à la variation de la tension V_{ds} comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

Des mesures I-V impulsionnelles sans tés de polarisation ont montré une réduction sur le temps de rétablissement du courant I_{ds} comme peut le montrer la Fig.II.12. Cela peut être expliqué par le fait que la capacité du té de polarisation engendre un courant supplémentaire.

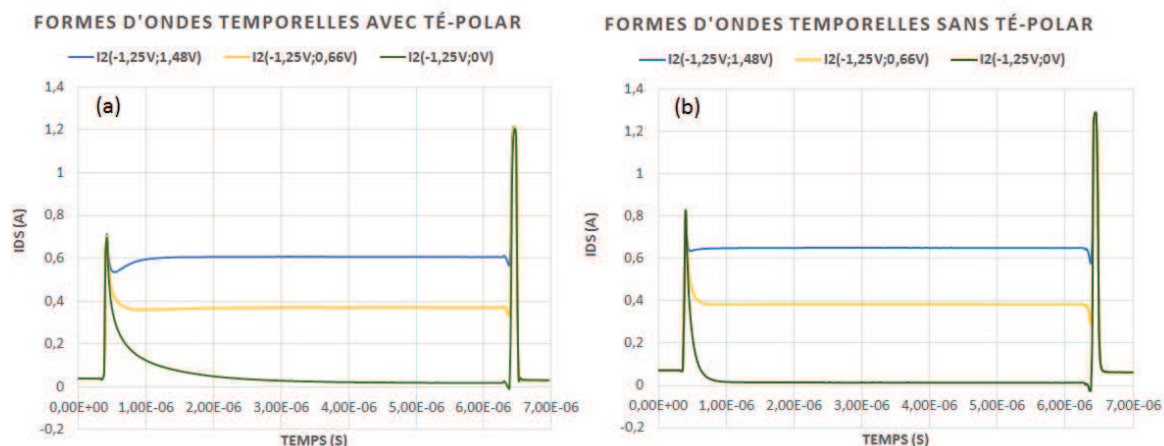


FIGURE II.12 – Formes d'ondes temporelles de quelques points du réseau I-V impulsionnel mesurées avec tés de polarisation (a) et sans tés de polarisation (b).

Cependant, pour faire des mesures en paramètres [S] impulsionnels à chaque point du réseau I-V, ces tés de polarisation sont essentiels. Les mesures I-V impulsionnelles représentées dans la suite de ces travaux ont été effectuées sans le té de polarisation pour caractériser la source de courant afin d'utiliser des impulsions courtes qui permettent d'éviter l'auto-échauffement.

En tenant compte du mode de fonctionnement de l'instrument de mesure ainsi que des caractéristiques de transistor étudié, et après avoir effectué quelques mesures afin de ne

pas négliger toutes les précautions mentionnées précédemment, la configuration des impulsions choisie est représentée sur la Fig.II.13. Cette configuration est utilisée pour toutes les caractérisations I-V impulsionnelles effectuées dans le reste du manuscrit qui impose un rapport cyclique de 0.06%.

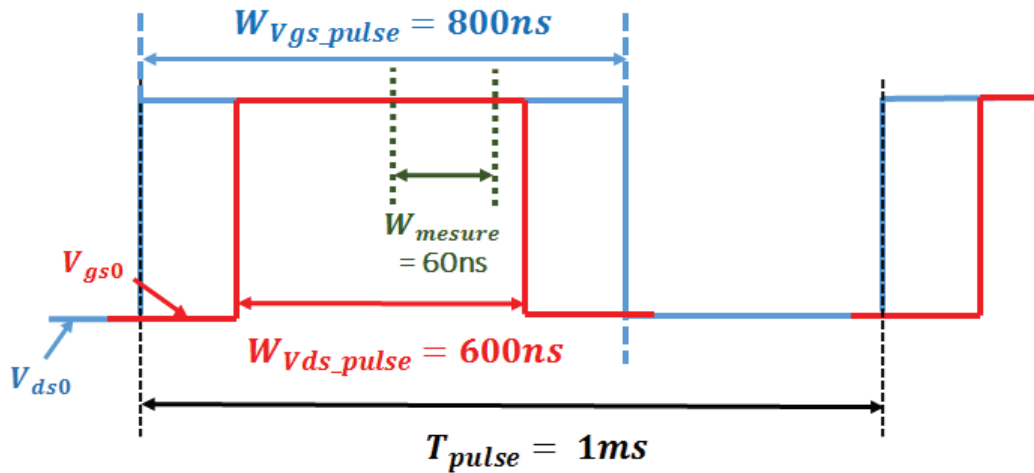


FIGURE II.13 – Diagramme temporel des impulsions de mesure des réseaux I-V impulsionnelles.

3.2 Modélisation non-linéaire de la source de courant

3.2.1 Modèle non-linéaire statique

Nous arrivons maintenant à la deuxième étape de la modélisation concernant les diodes et la source de courant non-linéaire. En effet, la technique de mesure I-V impulsionnelle présentée auparavant est mise en oeuvre pour cet objectif. Le premier modèle non-linéaire présenté dans cette partie ne prend pas en compte les effets thermiques et les phénomènes de pièges de manière générale. Cependant, il prend en compte l'état des pièges pour le point de polarisation choisi et dans une zone restreinte autour de ce point vu que les caractéristiques I-V utilisées pour établir le modèle dépendent de la polarisation de repos. Ce modèle HEMT non-linéaire, représenté sur la Fig.II.14, permet une description convective du transistor. Il se compose de plusieurs éléments :

- les résistances d'accès (R_g , R_s , R_d) extraites des mesures hyperfréquences. Néanmoins les résistances R_d et R_s peuvent être aussi déterminées à partir des mesures I-V grâce à la somme $R_s + R_{canal} + R_d = R_{ON}$, mais il est préférable de garder les valeurs extraites avec les mesures RF et de les réajuster si nécessaire.

- les diodes d'entrées (I_{gs} , I_{gd}) sont des générateurs de courant non-linéaires permettant de modéliser le courant positif de grille mesuré pour de fortes valeurs positives de V_{gs} et des faibles valeurs de V_{ds} .

-le modèle de la source de courant (I_{ds}) commandée par les tensions V_{gs} et V_{ds} permettant de définir l'effet fondamental du transistor.

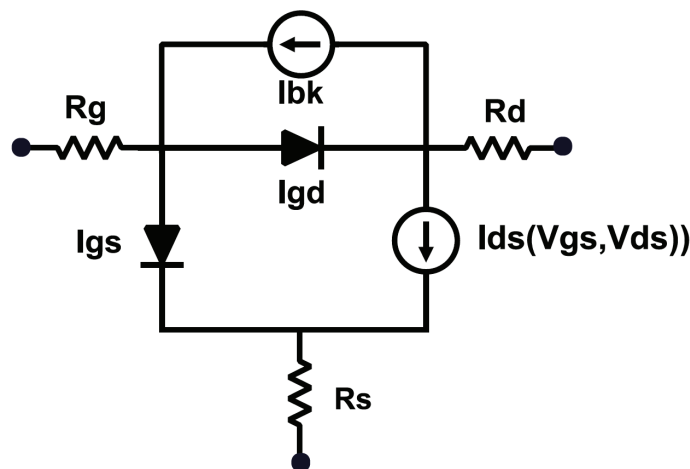


FIGURE II.14 – Source de courant non-linéaire intrinsèque d'un HEMT.

Les paramètres des diodes d'entrées sont extraits à partir de la mesure du courant de grille en fonction de la tension de polarisation de drain représentée en rouge dans la Fig.II.15 (a). Pour une modélisation précise, il convient d'avoir un courant I_{gs} d'une intensité de l'ordre de quelques milliampères; c'est pourquoi cette mesure a été effectuée pour des valeurs positives de la tension V_{gs_Pulse} allant jusqu'à 1V avec des faibles tensions V_{ds_Pulse} .

Les équations utilisées pour modéliser ces diodes sont les suivantes :

$$I_{gs} = I_{sgs} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot V_{gs}}{N_{gs} \cdot k \cdot T}} - 1 \right] \quad (II.3)$$

$$I_{gd} = I_{sgd} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot V_{gd}}{N_{gd} \cdot k \cdot T}} - 1 \right] \quad (II.4)$$

tel que q est la charge électrique, (I_{sgs} , I_{sgd} , N_{gs} , N_{gd}) sont des facteurs d'ajustement, k la constante de "Boltzmann" et T la température. Les valeurs trouvées des paramètres sont représentées dans le Tableau II.3. Le courant I_{gs} simulé prenant en compte les valeurs présentées lors de la modélisation de la diode montre une bonne corrélation avec la mesure comme nous pouvons le voir sur la Fig.II.15 (a).

I_{sgs}	N_{gs}	I_{sgd}	N_{gd}
$1.5e^{-7}$	5.86	$6.8e^{-7}$	3.9

Tableau II.3 – Valeurs des paramètres des diodes idéales du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275\mu m$.

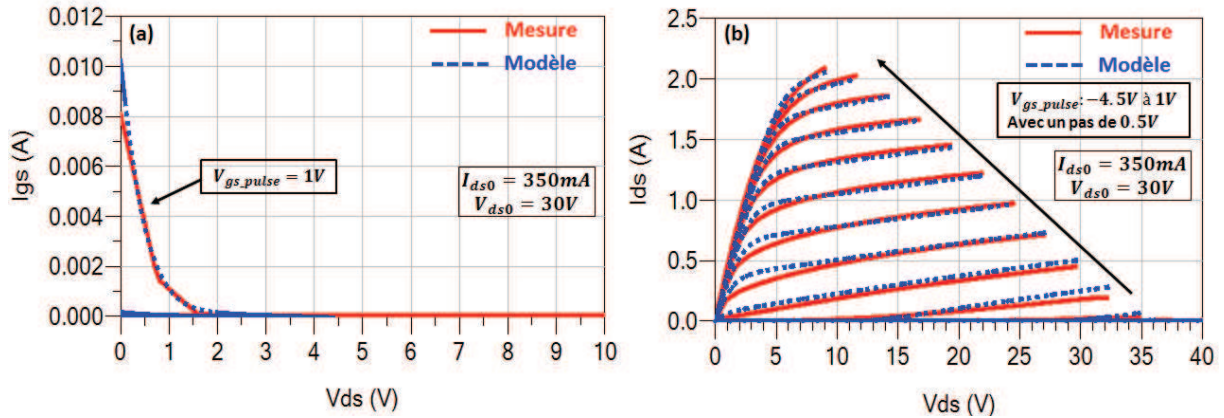


FIGURE II.15 – Comparaison mesure/modèle du courant de grille I_{gs} en fonction de la tension de drain V_{ds} (a) et des caractéristiques $I_d(V_{ds})$ (b) en impulsions pour une polarisation de repos en classe AB en utilisant le modèle Tajima modifié pour le transistor UMS 10x275 μ m.

L'étape suivante consiste à modéliser la source de courant non-linéaire. Le modèle de référence utilisé pendant le processus de cette modélisation est basé sur les équations du modèle Tajima [49] permettant de décrire assez précisément les caractéristiques de sortie du transistor. Un terme multiplicatif (α_{gmd}) a été ajouté à la description du courant afin de prendre en compte la variation de la transconductance g_m en fonction de la tension de grille et régler l'amplitude de la résistance de sortie R_{ds} . La formulation complète est appelée "modèle de Tajima modifié" [56].

Il convient de noter que la modélisation de l'avalanche n'a pas été réalisée pendant ces travaux car les tensions d'avalanche observées sont très supérieures aux limites d'utilisation de nos applications liées à notre polarisation drain-source de 30V et donc nos tensions maximales de l'ordre de 60V.

Les paramètres de la source du courant ont été extraits grâce aux caractéristiques I-V impulsionnelles mesurées simultanément avec le courant de grille utilisant la même configuration. Ce réseau peut être séparé en deux régions. Une région linéaire ohmique dans laquelle la densité de porteurs dans le canal reste sensiblement dépendante de la tension qui la polarise; le courant de drain varie donc proportionnellement avec la tension V_{ds} . La deuxième région est dite de "saturation", où le courant I_{ds} est sensiblement indépendant de V_{ds} . En effet, lorsque la tension de drain s'accroît, l'effet du champ électrique s'accroît à la sortie de la grille provoquant un ralentissement de la croissance du courant I_{ds} . Ce comportement peut être mis en jeu à cause de trois mécanismes : le pincement du canal, la saturation de vitesse des électrons en régime de transport et le transfert après régime de sur-vitesse [57]. Cette mesure est représentée en rouge dans la Fig.II.15 (b). Le Tableau II.4 ci-dessous présente les paramètres trouvés pour le modèle "Tajima modifié" [56] de la source de courant non-linéaire.

I_{dss}	P	V_{p0}	V_{dsp}	V_{ϕ}	A	B
2.29	0.029	3.14	0.72	0.026	0.0015	0
M	W	β_{gm}	α_{gm}	V_{gm}	V_{dm}	R_{fuite}
95	0.053	0.9	0.27	9.36	19.8	$8e^3$

Tableau II.4 – Valeurs des paramètres de la source de courant du transistor HEMT AlGaN/GaN UMS $10 \times 275\mu m$ pour une modélisation en classe AB ($V_{ds0} = 30V/V_{gs0} = -3.2V$) en utilisant le modèle "Tajima modifié" [56].

La validation de ce modèle est obtenue par comparaison entre la simulation et les mesures des caractéristiques I-V en impulsion du transistor UMS $10 \times 275\mu m$ illustré dans la Fig.II.15 (b). Cette comparaison montre une bonne corrélation entre les mesures et le modèle, qui permet une description complète du comportement statique à l'aide de l'ensemble des éléments du modèle I-V déterminés dans la première partie.

3.2.2 Modèle non-linéaire dynamique

Contrairement au modèle non linéaire statique présenté précédemment où l'extraction des paramètres est faite à partir d'un réseau I-V polarisé au point de fonctionnement, ici l'extraction des paramètres pour un modèle électrothermique non linéaire incluant les effets de pièges sera faite à partir d'un réseau I-V polarisé à "froid" ($V_{gs0} = 0V$ et $V_{ds0} = 0V$) à une température ambiante représenté en rouge dans la Fig.II.16. En effet, la mesure du réseau I-V à cette polarisation de repos est défini à la température ambiante avec le minimum d'influence des phénomènes de pièges sur les caractéristiques de sortie. C'est donc ce réseau qui est modélisé car les effets mémoires (thermique et pièges) seront pris en compte dans des sous-circuits spécifiques. Cette modélisation permettra de reproduire les caractéristiques I-V dans tous les cas possibles de polarisation.

Ici, la technique de modélisation des sources de courant est toujours la même que celle utilisée pour un modèle statique, cependant certains paramètres associés sont quelque peu différents.

Le Tableau II.5 récapitule les nouvelles valeurs des paramètres modifiés pour la source de courant principale à partir duquel le modèle électrothermique non-linéaire incluant les effets de pièges sera réalisé. Les paramètres des diodes d'entrées sont conservés identiques.

R_d	I_{dss}	P	β_{gm}	V_{p0}
0.9	3.52	0.008	0.2	3.53

Tableau II.5 – Valeurs des paramètres modifiés de la source de courant du transistor HEMT AlGaN/GaN UMS $10 \times 275\mu m$ pour une polarisation à froid ($V_{ds0} = V_{gs0} = 0V$) et de la résistance d'accès R_d .

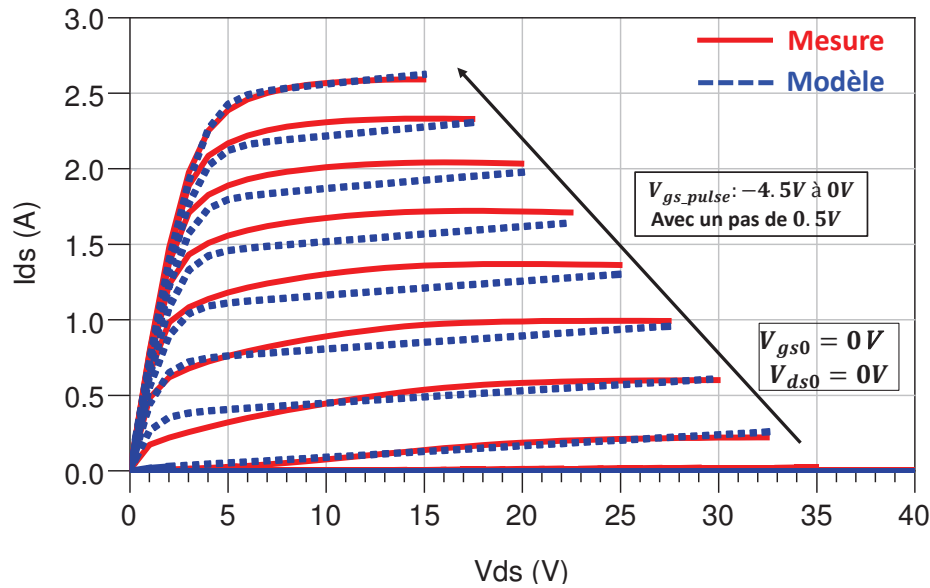


FIGURE II.16 – Comparaison mesure/modèle des caractéristiques $I_d(V_{ds})$ en impulsions pour une modélisation à froid en utilisant le modèle "Tajima modifié" pour le transistor UMS $10 \times 275 \mu m$.

La modification de ces paramètres s'explique par le fait que la majorité d'entre eux dépend de la polarisation et donc de la puissance dissipée qui définit la température de jonction. Ces paramètres seront par la suite définis par des équations en fonction de la température pour déterminer le modèle électrothermique.

La Fig.II.16 montre un bon accord obtenu entre les mesures I-V impulsionnelles à froid et leur modélisation avec les valeurs des paramètres trouvées notamment pour les courants de drain élevés.

4 Mesures I-V impulsionnelles en température

L'état thermique d'un transistor résulte conjointement de la température ambiante et de l'auto-échauffement généré par la puissance dissipée dépendant principalement de la polarisation de repos (classe de fonctionnement) et de l'amplitude du signal RF. Une forte élévation de température peut impacter sensiblement les performances des transistors. La caractérisation de l'évolution de la température de jonction au sein des dispositifs est donc indispensable.

Différents moyens de mesures existent pour évaluer avec plus ou moins de précision ces effets thermiques qui peuvent être électrique [58] [59] ou optique [60] [61]. Dans cette partie, l'étude thermique sera basée sur des méthodes électriques notamment les mesures I-V impulsionnelles en température.

4.1 Source de courant thermique

La source de courant non-linéaire drain-source modélisée jusqu'à maintenant dans notre travail n'est pas thermique. Dans le but de proposer un modèle qui prenne en compte l'influence de la température, plusieurs mesures de réseaux I-V impulsionnels à différentes températures de socle (0°C, 25°C, 50°C, 75°C, 100°C) ont été réalisées à une polarisation de repos "à froid" ($V_{gs0} = 0V$; $V_{ds0} = 0V$) impliquant une puissance dissipée nulle afin que la température du canal du transistor soit imposée par celle du socle. Ces résultats de mesures sont illustrés dans la Fig.II.17 pour 5 températures de socle.

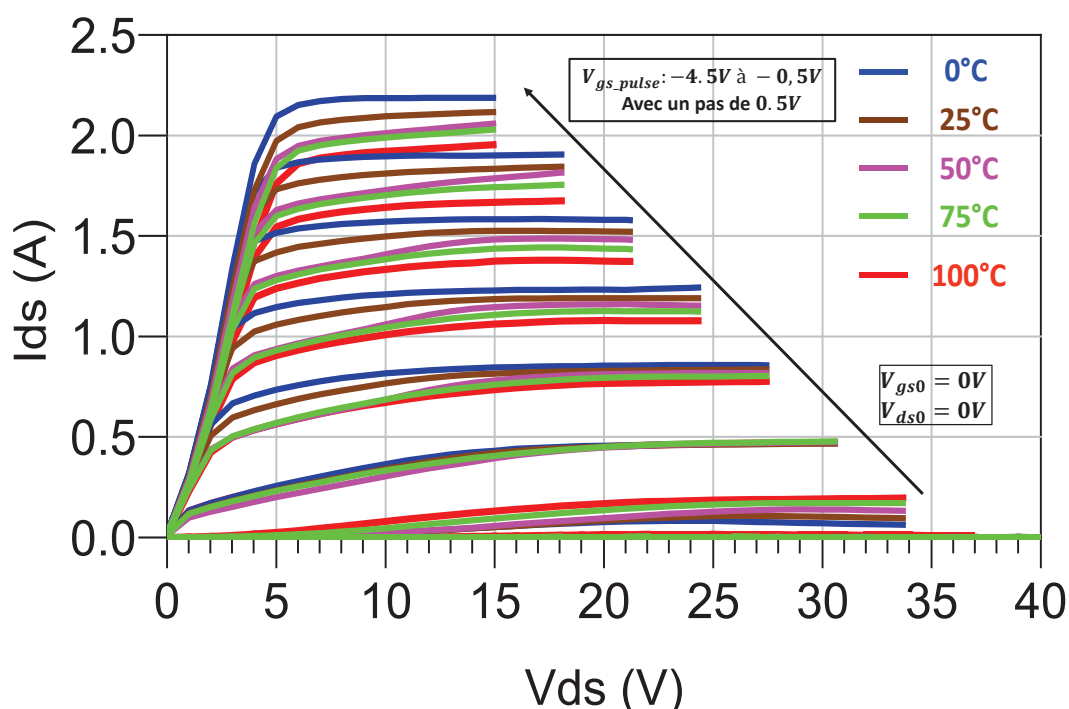


FIGURE II.17 – Influence de la température ambiante (de 0°C jusqu'à 100°C avec un pas de 25°C) sur les caractéristiques I-V impulsionnelles du transistor UMS $10 \times 275\mu m$ pour une polarisation à froid ($V_{gs0} = V_{ds0} = 0V$) sans puissance dissipée.

À partir de la Fig.II.17, nous pouvons remarquer que l'augmentation de la température ambiante induit une chute du courant de sortie qui est engendrée par la chute de la mobilité des porteurs avec la température dans les transistors HEMTs. Cependant, ce phénomène n'est vérifié que pour des tensions V_{gs_pulse} supérieures à $-3V$. A titre d'exemple, nous pouvons noter une chute de 450mA sur le courant de sortie lorsque la température passe de 0 à 100°C pour $V_{gs_pulse} = -0.5V$ / $V_{ds_pulse} = 15V$ qui perd donc environ 20% de sa valeur initiale. Dans le cas inverse ($V_{gs_pulse} < -3V$), l'augmentation de la température induit une augmentation du courant de sortie dû à la diminution de la tension de pincement. Ce phénomène inverse est lié aux effets des pièges et plus particulièrement au drain-lag. En effet, dans cette zone où la tension V_{gs} est très faible et la tension V_{ds} est assez élevée, un champ

électrique intense se crée sous la grille et une sensibilité aux pièges de buffer s'impose.

D'autre part, étant donné qu'il y a peu de courant dans cette zone, l'auto-échauffement est donc faible. La température impacte sensiblement l'émission des électrons piégés, dans le sens où elle ralentit quand la température diminue. La capture des électrons est donc prédominante à des faibles températures. Ainsi, pour des puissances dissipées encore modérées avec des tensions V_{gs} appliquées inférieures à -3 V, c'est le phénomène de piégeage des électrons du gaz bidimensionnel qui prédomine (en décalant la tension de pincement et ainsi en augmentant le courant à V_{gs} donnée) sur le phénomène thermique (qui aurait tendance à diminuer le courant à V_{gs} donnée).

En regardant plus en détails la Fig.II.17, nous remarquons que les différents réseaux I-V sont quasiment parallèles et équidistants dans la zone de saturation à partir d'une certaine valeur de V_{ds} d'environ 15V. Ceci peut être expliqué par le fait que dans cette zone il est possible de considérer l'échauffement en fonction de la puissance dissipée comme linéaire sur un intervalle de température défini qui dépend du composant testé.

À l'aide de ces mesures en température, il est possible de déterminer les équations qui représentent l'évolution thermique de certains paramètres du modèle "Tajima" de la source du courant. En effet, après avoir optimisé le modèle pour une température choisie, le passage entre deux réseaux de courbes à deux températures différentes s'effectue par la modification d'un minimum de paramètres. Les valeurs des paramètres (I_{dss} , P) et de la résistance d'accès R_d sont extraites pour chaque température et sont représentées dans la Fig.II.18 montrant des variations linéaires.

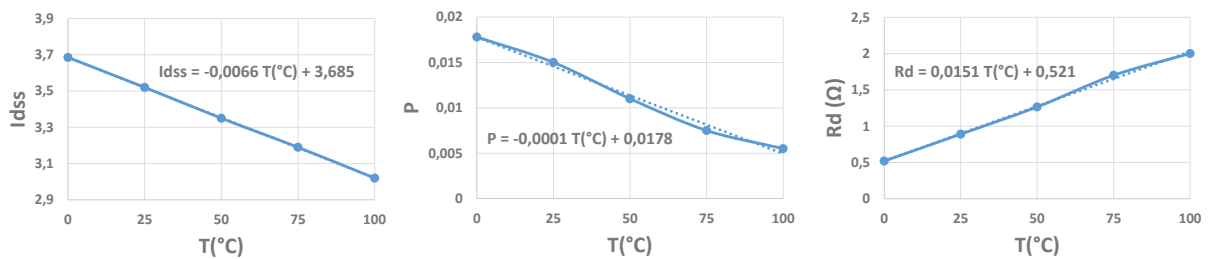


FIGURE II.18 – Évolution des paramètres de la source de courant (I_{dss} , P) et de la résistance d'accès R_d en fonction de la température ambiante pour le transistor UMS $10 \times 275 \mu m$.

Grâce aux équations extraites à partir de ces variations données sur chaque courbe de la Fig.II.18, l'évolution des caractéristiques I-V en fonction de la température est facilement estimable.

À titre d'exemple, une comparaison entre les caractéristiques I-V mesurées et simulées est représentée dans la Fig.II.19 pour deux températures différentes (50°C et 100°C). La diminution du courant de sortie quand la température augmente est relativement bien reproduite grâce au modèle incluant ces paramètres qui dépendent de la température.

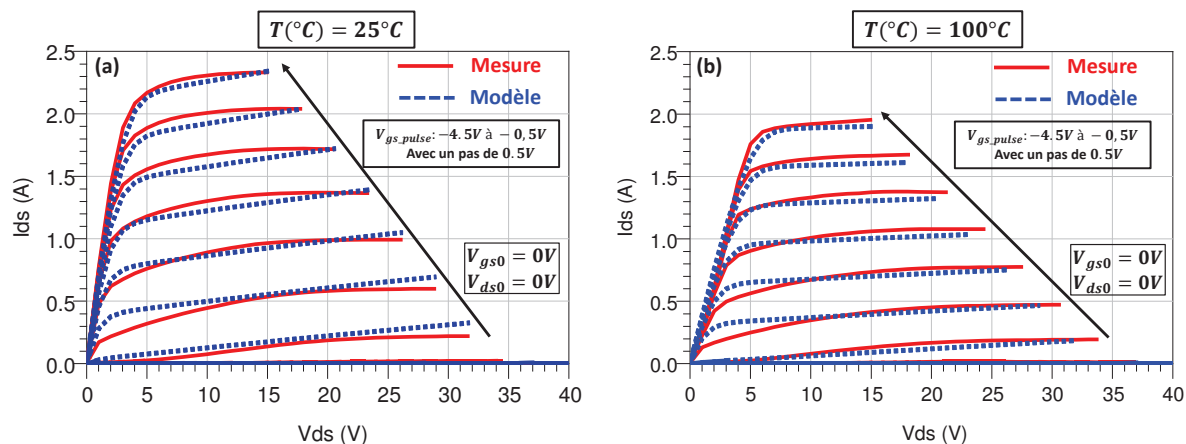


FIGURE II.19 – Comparaison mesure/modèle des caractéristiques $I_d(V_{ds})$ en impulsions pour une polarisation à froid à deux températures différentes : (a) 50°C et (b) 100°C du transistor UMS $10 \times 275 \mu m$.

4.2 Détermination de la résistance thermique

À ce stade de notre étude, seul l'impact de la température sur les réseaux I-V des transistors HEMTs GaN a été évoqué et un modèle de la source de courant non-linéaire thermique a été réalisé grâce aux mesures présentées précédemment. Cependant, il est nécessaire de déterminer les valeurs du réseau électrothermique permettant de relier la température interne de canal à la température ambiante et à la puissance dissipée. Nous présentons ici la première étape permettant de déterminer la résistance thermique du transistor. À partir de cette résistance thermique, les cellules thermiques seront déterminées grâce à la mesure des constantes de temps thermiques qui sera présentée dans la dernière partie de ce chapitre. L'ensemble permettra donc d'avoir un modèle électrothermique complet intégrant les équations en température du modèle non-linéaire et le réseau électrothermique.

4.2.1 Définition de la résistance thermique

Dans l'équivalence électrothermique entre l'évolution de la température et un réseau électrique RC, la résistance thermique notée (R_{TH}) est exprimée en °C/W, elle permet de caractériser l'augmentation de la température du composant par rapport à la température ambiante lorsque celui-ci est soumis à une puissance dissipée électrique. Cette résistance thermique est généralement une grandeur non-linéaire en fonction de la température dont la valeur dépend essentiellement de l'épaisseur du matériau ainsi que de sa conductivité thermique.

Il faut rappeler que l'évacuation de la chaleur générée dans un composant s'effectue suivant différents modes de transfert d'énergie. Pour le cas d'un HEMT GaN, cette évacuation s'effectue principalement par conduction généralement vers la face arrière. En régime éta-

bli, la résistance thermique est donc définie par l'élévation de température ΔT au dessus de la température ambiante qui résulte d'une puissance dissipée P_{diss} selon l'équation :

$$R_{TH}(T) = \frac{\Delta T}{P_{diss}(W)} \quad (\text{II.5})$$

4.2.2 Détermination de la résistance thermique

Il existe différentes méthodes afin de déterminer la résistance thermique d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN sur un substrat SiC. Les principales méthodes utilisées sont les suivantes :

- **Méthode du maximum I_{dmax} et de la résistance R_{ON}**

Cette méthode est basée sur les variations des paramètres I_{dmax} et R_{ON} du transistor en fonction de la température ambiante et de la puissance dissipée qui ont un impact direct sur la température de jonction du composant [58] [62]. Elle se déroule en deux étapes fondées sur des mesures I-V impulsionnelles : un ensemble de mesures est réalisé avec différentes températures de socle pour une polarisation à froid, puis une deuxième série de mesures à une température ambiante fixe mais à différents points de polarisations donc à différentes puissances dissipées. Cette analyse est bien détaillée dans la thèse de M. Avcu [63].

- **Méthode du courant de grille :**

Cette méthode est basée sur la variation de la tension de seuil de la jonction "Schottky" en fonction de la température [21]. Cette approche requiert des mesures impulsionnelles du courant de grille pour deux températures de socle différentes avec une polarisation de repos à froid ($P_{diss} = 0W$). À partir de ces mesures, il est possible de calculer le rapport $|\frac{\Delta T}{\Delta V_{gs}}|$ exprimé en ($^{\circ}C/V$) pour un fort courant de grille. L'étape suivante consiste à refaire les mêmes mesures mais cette fois pour une température de socle fixe et deux polarisations de repos différentes ($\neq P_{diss}$). Cela permet de déterminer le rapport $|\frac{\Delta V_{gs}}{\Delta P_{diss}}|$ pour le même courant de grille. L'ensemble de ces opérations sert à déduire la valeur de la résistance thermique à l'aide de l'équation suivante :

$$R_{TH} = \left| \frac{\Delta T}{\Delta V_{gs}} \right| \cdot \left| \frac{\Delta V_{gs}}{\Delta P_{diss}} \right| \quad (\text{II.6})$$

- **Méthode du courant de drain**

Cette méthode sera employée dans notre étude afin de déterminer la résistance thermique du transistor UMS $10 \times 275\mu m$. Son principe est basé sur la dégradation du courant dans le canal à cause de l'augmentation de la température qui impacte la mobilité. L'application de cette technique requiert des mesures des caractéristiques I-V avec des températures et des conditions de polarisation différentes :

-Une première mesure est réalisée dans une condition de polarisation continue pour une température ambiante de 22°C.

-La seconde mesure est réalisée à froid en mode impulsionnel avec une température de socle égale à 100°C. La configuration utilisée est mentionnée auparavant (Fig.II.13) garantissant une mesure quasi-isotherme dont la température du canal est imposée par le socle.

Le réseau I-V continu est obtenu par variations successives des niveaux continus de polarisation du transistor. Cela implique que l'ensemble de cette caractéristique est réalisé à différents niveaux de puissance dissipée et donc de température de canal. Cela en résulte que la température de canal du transistor est la somme de la température du socle et de la variation de température ΔT due à son auto-échauffement qui dépend de la puissance dissipée P_{diss} et de sa résistance thermique R_{TH} . Cette polarisation continue dégrade significativement les performances statiques du composant contrairement à la polarisation impulsionnelle comme nous pouvons le constater dans la Fig.II.20.

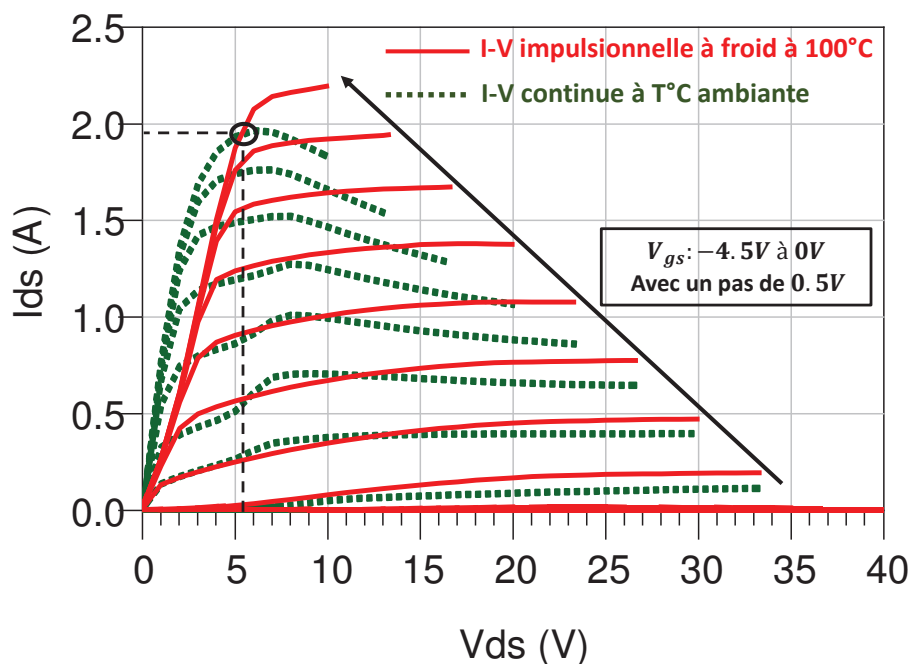


FIGURE II.20 – Détermination de la résistance thermique grâce à la mesure du courant de drain du transistor UMS $10 \times 275\mu m$.

Il faut noter que la variation du courant dans la zone des faibles tensions de la mesure I-V continue est due à un phénomène appelé effet "kink". Il est défini comme une dégradation brutale de courant de drain pour une certaine valeur de tension de drain, entraînant une diminution de la conductance de drain g_d et une compression de la transconductance g_m , dégradant ainsi les performances des transistors HEMTs GaN. Ce phénomène peut avoir comme origine l'ionisation par impacts et les effets de pièges [21].

Cependant, dans le cas de la mesure impulsionnelle à froid, il n'y a quasiment pas d'auto-échauffement dans l'impulsion, la température de canal est donc fixée par celle du socle (100°C). On retrouve donc la forme habituelle du réseau I-V des transistors HEMTs.

La superposition des deux réseaux I-V, représentée dans la Fig.II.20 définit des points d'intersection entre la courbe en mode continu et celle en mode impulsionnel. Ces points désignent les endroits pour lesquels les températures sont identiques [21]. Cependant, le nombre de points d'intersection entre deux courbes d'un même V_{gs} dépend de la valeur de cette dernière tension. Afin de minimiser l'erreur lors de la détermination de la résistance thermique, il convenait de choisir le point d'intersection à plus fort courant pour $V_{gs} = 0V$ au niveau duquel la puissance dissipée vaut 9.54W. Étant donné qu'à cet endroit la température de jonction du transistor en mode continu ($T_{j_continu}$) est identique à celle en mode impulsionnel ($T_{j_pulsé}$) et vaut 100°C, et que l'élévation de la température par rapport à la température ambiante du socle en mode continu ($T_{socle_continu}$) est défini par le produit de la résistance thermique avec la puissance dissipée, cela implique :

$$R_{TH} = \frac{T_{j_pulsé} - T_{socle_continu}}{P_{diss}} = 8.17^{\circ}C/W \quad (II.7)$$

Il faut noter que la valeur de la résistance thermique obtenue est toujours soumise à l'incertitude sur la valeur même minimisée d'élévation de température au sein de l'impulsion. Cependant, cette méthode reste plus précise que celle du courant de grille qui est à éviter dans le cas où le transistor présente des pièges. En effet, les différentes valeurs de polarisation de repos utilisées dans cette dernière technique font de sorte que les phénomènes de piège ne sont pas entièrement désactivés dans les deux cas (seulement pour la polarisation à froid) et impactent donc le calcul de ΔV_{gs} et donc la valeur de R_{TH} .

4.3 Mesure des transitoires de courant après une longue impulsion

La valeur de la résistance thermique totale du transistor étudié a été estimée grâce aux mesures I-V selon différents modes de polarisation dans les parties précédentes. Cependant, cette résistance thermique a été obtenue pour le régime établi et ne permet donc pas de représenter l'évolution non-linéaire de la température en fonction du temps.

Afin de représenter l'évolution temporelle de la température au sein d'un transistor, il faut déterminer les constantes de temps thermiques au travers d'une mesure électrique spécifique. Le principe de cette caractérisation est basée sur la décroissance du courant de sortie I_{ds} lorsque le transistor est polarisé avec des longues impulsions de "chauffe" pour une température de socle fixée à 22°C afin de tracer son évolution temporelle causée par l'auto-échauffement.

Le choix de l'impulsion de polarisation V_{ds} de "chauffe" doit être fait de sorte à ce que la température atteigne son état établi dans l'impulsion avec la décroissance associée du courant de drain I_{ds} .

Le synoptique du banc utilisé pour réaliser cette manipulation est représenté dans la Fig.II.21 (a). Ce système de mesure dispose principalement d'un générateur d'impulsions (Agilent 33250A) permettant de maintenir la tension V_{ds} constante dans l'impulsion afin d'assurer que la décroissance du courant soit seulement due à l'auto-échauffement et pas à une variation de la tension injectée. Cependant, la tension générée avec ce module ne peut pas dépasser 1V. Un amplificateur basse fréquence à faible impédance a donc été branché à la sortie du générateur afin d'amplifier la tension impulsionnelle V_{ds_pulse} avant d'être injectée au niveau du drain.

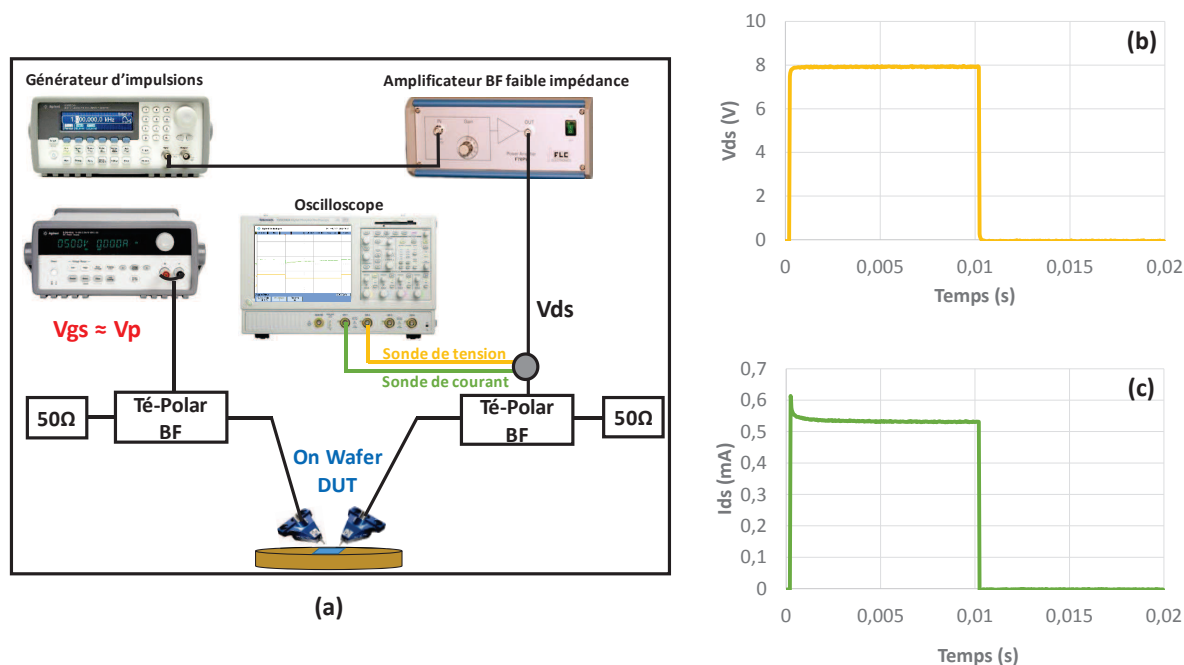


FIGURE II.21 – Synoptique du banc de mesure utilisé pour la mesure du transitoire de courant (a) donnant l'évolution temporelle de la tension V_{ds_pulse} (b) ainsi que du courant I_{ds} (c).

La tension V_{ds_pulse} appliquée doit être suffisamment forte pour la qualité de mesure du courant mais restreinte pour minimiser la mise en jeu de phénomène de piège lors de cette caractérisation. Quant à la tension de polarisation injectée au niveau de la grille V_{gs} , elle est générée en mode continu et légèrement supérieure à la tension de pincement V_p pour les mêmes raisons.

La configuration utilisée lors de cette manipulation est la suivante :

- $V_{gs} = -4V$, $V_{ds_min} = 0V$, $V_{ds_max} = 8V$
- $W_{V_{ds_pulse}} = 10ms$
- $T_{pulse} = 1\text{ seconde}$
- Nombre de points temporels = $500pts$ avec une résolution de $40\mu s$

Une sonde de courant ainsi qu'une sonde en tension sont branchées aux voies d'un oscilloscope afin de visualiser respectivement l'évolution temporelle de la tension V_{ds_pulse} (Fig.II.21 (b)) ainsi que du courant I_{ds} (Fig.II.21 (c)) qui illustre une décroissance temporelle au début de l'impulsion avant d'atteindre son état établi où il est stabilisé pendant le reste de l'impulsion.

Pour une meilleure visualisation de la décroissance du courant dans l'impulsion, il convient de tracer cette dernière en échelle logarithmique grâce à laquelle nous serons capable d'observer les différentes constantes de temps thermiques qui correspondent au temps de propagation du flux de chaleur à travers les différents matériaux constituant le transistor comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

4.4 Détermination des constantes de temps thermiques

À présent, dans l'équivalence électrothermique, l'allure du courant de sortie dans l'impulsion doit être reproduite à l'aide d'une équation mathématique qui peut être une fonction exponentielle négative de la forme suivante :

$$i(t) = I_0 - \sum_{j=1}^n I_j \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_j}\right) \right) \quad (\text{II.8})$$

où :

- j est le nombre de constantes de temps nécessaires pour retrouver la même allure que $i(t)$
- I_0 correspond à la valeur du courant au début de l'impulsion, et I_j représente la décroissance du courant pendant le temps t_j avant d'atteindre son régime établi ($t_j > \tau_j$)

À partir des valeurs I_j et τ_j déterminées lors de cette mesure et représentées dans le Tableau II.6, il est possible de définir le nombre de cellules électrothermiques équivalentes RC nécessaires afin de retrouver la même forme du courant $i(t)$ ainsi que les valeurs de résistance et de capacité associées à chaque cellule. Ici, la simulation de la décroissance du courant en fonction du temps obtenue avec trois cellules RC est montrée en rouge dans la Fig.II.22. Ces trois cellules, dont les valeurs sont également définies dans le Tableau II.6, sont suffisantes pour retrouver la même allure du courant. Ces valeurs ont été déterminées telles

que :

$$\tau_{TH} = R_{TH} \cdot C_{TH} \quad (\text{II.9})$$

où C_{TH} est la capacité thermique équivalente d'une cellule.

Il faut noter que les trois cellules RC ont été réalisées en respectant la condition définie par l'équation suivante :

$$R_{TH_Totale} = \sum_{i=0}^n R_{TH_i} \quad (\text{II.10})$$

où R_{TH_Totale} est la valeur de la résistance thermique obtenue à partir de la mesure en régime établi (8.17°C/W).

$I_j(\text{mA})$	$I_0 = 0.698$	$I_1 = 0.006$	$I_2 = 0.123$	$I_3 = 0.039$
$\tau_{TH}(\text{s})$	\emptyset	$0.88e^{-6}$	$1.6e^{-5}$	$0.38e^{-3}$
$R_{TH}(\text{°C/W})$	\emptyset	0.29	5.96	1.91
$C_{TH}(\text{°W/C})$	\emptyset	$3e^{-6}$	$2.7e^{-6}$	$1.96e^{-4}$

Tableau II.6 – Valeurs des résistances et capacités thermiques du réseau électrothermique.

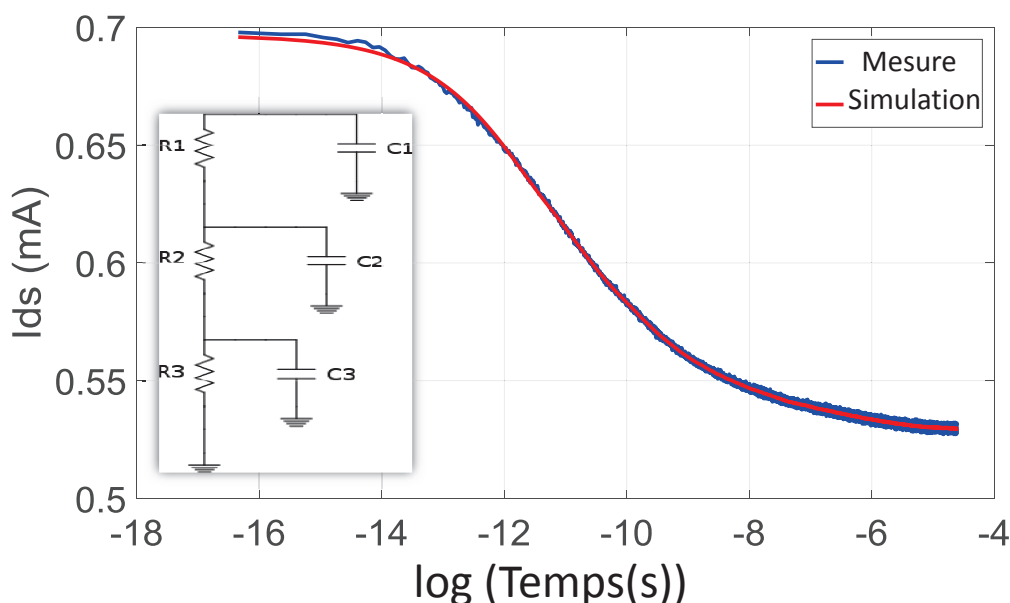


FIGURE II.22 – Comparaison Mesure/Simulation de l'évolution temporelle du courant de drain dans une impulsion de 10ms du transistor UMS $10 \times 275\mu\text{m}$.

Cette modélisation électrothermique par réseaux RC correspond à une simplification de l'effet de la température dans le composant puisqu'on ne tient pas compte de la distribution de la température dans le volume du composant et que la résistance thermique n'est pas variable en fonction de la température.

Maintenant que les cellules RC du réseau électrothermique sont déterminées, le réseau électrothermique intégrant la source de courant égale à la puissance dissipée par les réseaux RC peut être simulé dans un simulateur CAO électrique (ADS) afin de représenter l'évolution de la température du canal. La Fig.II.23 représente ce résultat de simulation pour une puissance dissipée de 5W appliquée au cours d'une impulsion de 10 ms à une température ambiante de 22°C. L'échauffement ΔT est égal à la tension résultante aux bornes du réseau RC. En ajoutant la température ambiante (sous forme d'une tension également), on obtient la température du composant à chaque instant en fonction de la puissance dissipée.

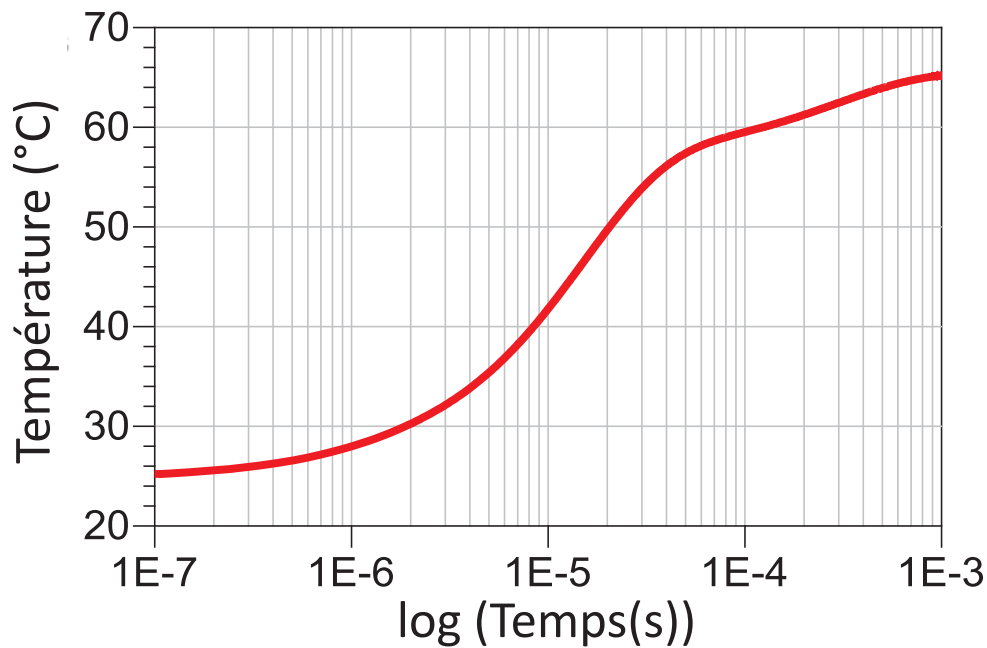


FIGURE II.23 – Simulation de l'évolution de la température du canal dans une impulsion de $V_{ds_pulse} = 10ms$ pour une $P_{diss} = 5W$ et une température ambiante $T_a = 22^\circ C$.

5 Mesure de paramètres [S] en impulsions

5.1 Synthèse du banc et intérêt de la mesure en impulsion

La Fig.II.24 schématise l'architecture du banc de mesures des paramètres [S] en impulsions. La configuration utilisée pour cette caractérisation est quasiment la même que pour les mesures I-V impulsives décrites précédemment avec l'intégration d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) couplé à un boîtier d'alimentations impulsives. Ce système est capable de mesurer les paramètres [S] en mode impulsif ainsi que les caractéristiques "Load-Pull" en mode impulsif en intégrant le tuner en sortie.

Le module VNA utilisé est de marque "Rohde & Schwarz ZVA 40" possédant une dynamique de 110dB en mode continu (CW) qui passe à environ 65dB en mode impulsif.

dans la plage de fréquences de 10MHz à 40GHz à cause des pertes de réception dans ce mode. Ce module ne permet pas d'effectuer des mesures impulsionnelles sans être raccordé à un module complémentaire "ZVax" qui est donc nécessaire pour ce genre de mesure. En effet, il permet de générer les impulsions RF de faible puissance. La synchronisation entre les différents modules composant ce système de mesure doit être impérativement assurée pour que les impulsions DC et RF soient générées de manière cohérente. La commande de ces appareils ainsi que le traitement des données se fait au travers du logiciel IVCAD de la société AMCAD Engineering.

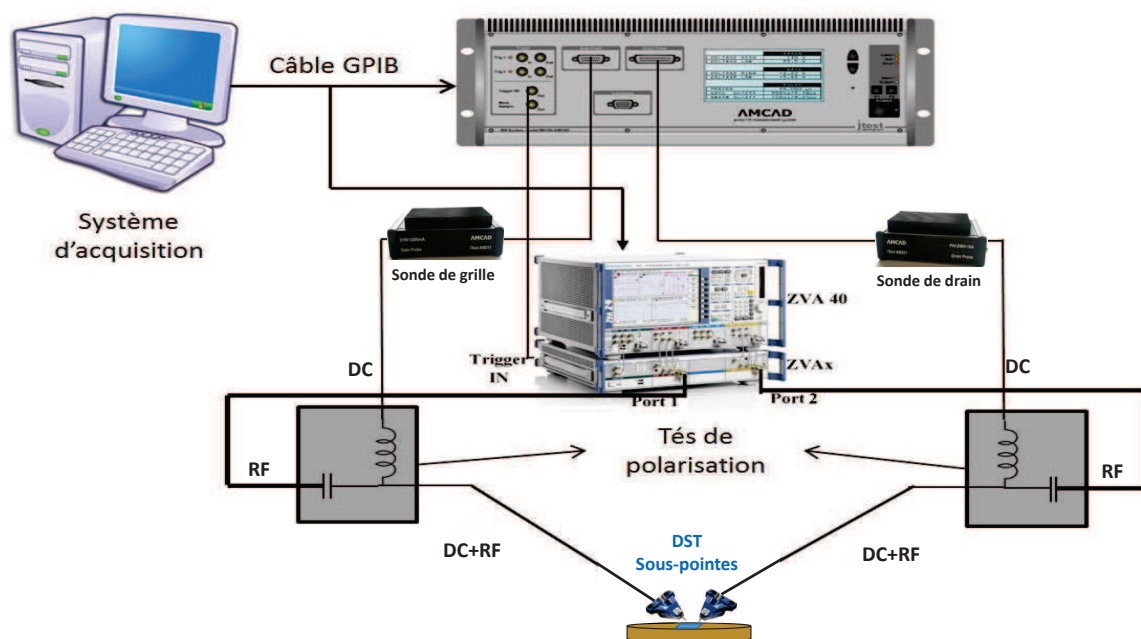


FIGURE II.24 – Synoptique du banc de mesure des paramètres [S] et des caractéristiques I-V en mode impulsionnel.

Les tés de polarisation utilisés dans ce banc (Agilent 11612A) ont des performances en bande passante afin de ne pas déformer les impulsions DC de faible largeur. Les deux chemins (DC et RF) ne se rejoignent qu'au niveau de la voie de sortie de ce té de polarisation, c'est à dire au plus près du composant.

Les mesures de caractéristiques I-V et de paramètres [S] impulsionnels sont effectuées simultanément suite à la superposition d'une onde RF de faible puissance pendant l'état établi des polarisations impulsionnelles pour chaque point mesuré de la caractéristique I-V comme peut le montrer la Fig.II.25. Ces mesures nous permettent d'acquérir les paramètres [S] autour d'un point de polarisation instantané dans toute la zone d'utilisation possible du transistor, et ceci pour un état thermique et de pièges fixés par le point de repos des impulsions.

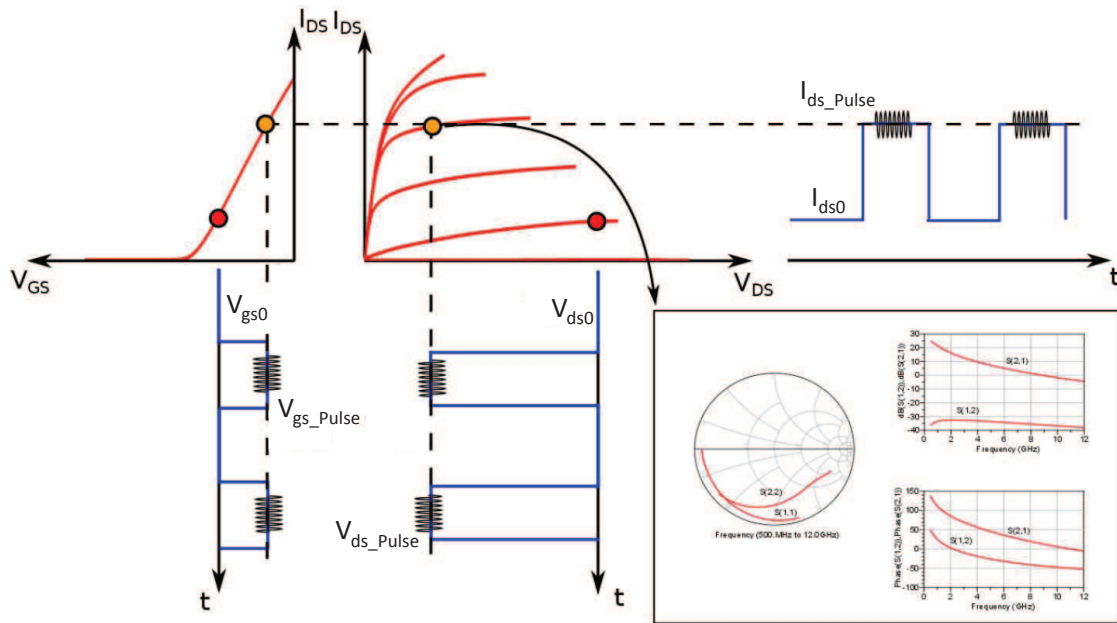


FIGURE II.25 – Principe de la mesure des paramètres [S] impulsionnels associés à chaque point de mesures I-V [48].

Comme tout appareil de mesure, le VNA doit être étalonné avant d'entreprendre les mesures RF des dispositifs à caractériser. Le principe d'étalonnage de mesures de paramètres [S] impulsionnels reste sur le même principe que celui du mode CW. En effet, si le calibrage est effectué en mode CW, il sera détérioré par le changement des paramètres d'impulsion car la linéarité des mélangeurs n'est pas parfaite sur une grande plage de dynamique.

L'autre particularité qui doit être prise en compte concerne le niveau de puissance RF. En effet, cette dernière doit être constante sur toute la plage de fréquence sélectionnée pour l'analyse petit signal du DST avec un bon contrôle afin de ne pas affecter la précision et ne pas générer de nombreux harmoniques. Toutes les pertes dues aux connecteurs et câbles doivent être prises en compte pour maintenir une puissance constante présentée au plan de référence de DST.

Afin de déterminer les non-linéarités de certains paramètres du transistor UMS $10 \times 275 \mu m$, une mesure de paramètres [S] a été effectuée au point de repos souhaité dans l'application radar pour une polarisation en classe AB ($V_{ds} = 30V$; $V_{gs} = -3.2V$). À ce point de polarisation, le fonctionnement du transistor est proche de celui utilisé en régime fort signal, étant donné que l'état thermique et de piège du composant dépendra du point de repos statique choisi et de la puissance du signal hyperfréquence en entrée.

Pour ne pas modifier l'état thermique du composant lors de la mesure, il faut choisir des temps d'impulsions suffisamment courts ainsi qu'un rapport cyclique adapté minimisant les effets mémoires.

La configuration des impulsions utilisée pour la mesure des paramètres [S] impulsion-

nelles est illustrée dans la Fig.II.26. La durée de l'impulsion RF est de $10\mu s$ avec une période de répétition de $100\mu s$.

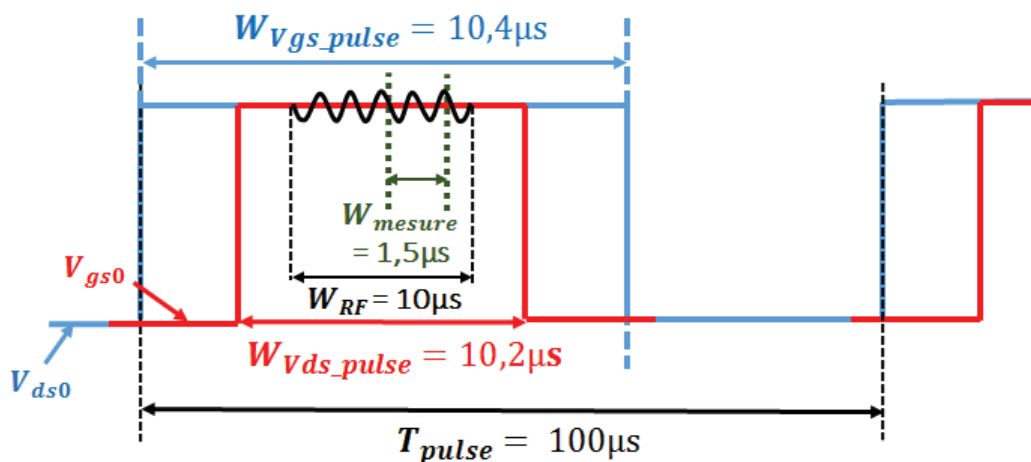


FIGURE II.26 – Diagramme temporel des impulsions de la mesure des paramètres [S] impulsionnels.

5.2 Modélisation des capacités non-linéaires

À ce stade, le modèle réalisé n'est pas suffisant pour décrire le fonctionnement complet du transistor en grand signal. En effet, certains éléments varient en fonction de la polarisation et il est essentiel de les modéliser. Étant donné que les éléments extrinsèques sont indépendants de la polarisation, leurs valeurs peuvent être gardées fixes dans le modèle non-linéaire. Cependant, les éléments intrinsèques dépendent plus ou moins fortement des valeurs de tensions de polarisation appliquées V_{gs0} et V_{ds0} et ont un impact direct sur les performances grand signal. Pour cette raison, la mesure des paramètres [S] pour chaque point de mesure I-V a été réalisée permettant une extraction multi-polarisations de ces paramètres afin de déterminer leurs variations non-linéaires en fonction des tensions de polarisations instantanées.

Il faut noter que les résistances R_i et R_{gd} , la capacité C_{ds} et le retard τ varient faiblement en fonction des tensions de polarisations de telle sorte qu'ils seront considérés comme constants dans le modèle non-linéaire. Cependant, la capacité C_{ds} doit généralement être définie par une fonction non-linéaire dans le cas particulier d'un fonctionnement en commutation.

Les principales non-linéarités du modèle en fonction des tensions de polarisation instantanées du transistor étudié sont les capacités (C_{gs} et C_{gd}) qui décrivent les interactions capacitives grille/source et grille/drain et qui ont un impact direct sur les performances grand signal. Les valeurs de ces capacités dépendent de la zone de fonctionnement prévue par l'application. Ces non-linéarités sont déterminées à partir des paramètres [S] impulsionnels

mesurés sur le cycle de charge prévu dans le réseau I-V. Le cycle de charge choisi dans notre application est représenté sur la Fig.II.27 (a).

Pour chaque point d'intersection entre le réseau I-V et la droite de charge, nous avons des valeurs des capacités C_{gs} et C_{gd} qui dépendent respectivement des tensions de polarisation instantanées V_{gs} et V_{gd} . À partir de ces valeurs mesurées, il est possible de déterminer la variation de ces capacités non-linéaires et de les modéliser à partir des équations définies dans [21]. Les valeurs extraites pour les paramètres de ces capacités non-linéaires sont données dans le Tableau II.7.

C_{gs0}	C_{gs1}	C_{gs2}	a_{gs}	B_{gs}	V_{mgs}	V_{pgs}
$2.2e-12$	$3.4e-12$	$-3.8e-12$	4.3	8.22	3.67	0.74
C_{gd0}	C_{gd1}	C_{gd2}	a_{gd}	B_{gd}	V_{mgd}	V_{pgd}
$1.1e-13$	$1.22e-12$	$2.4e-13$	0.07	4.02	-1.3	-3.3

Tableau II.7 – Valeurs des paramètres des capacités non-linéaires du transistor HEMT AlGaN/GaN UMS $10 \times 275\mu m$ pour les modèles non-linéaires définis dans [21].

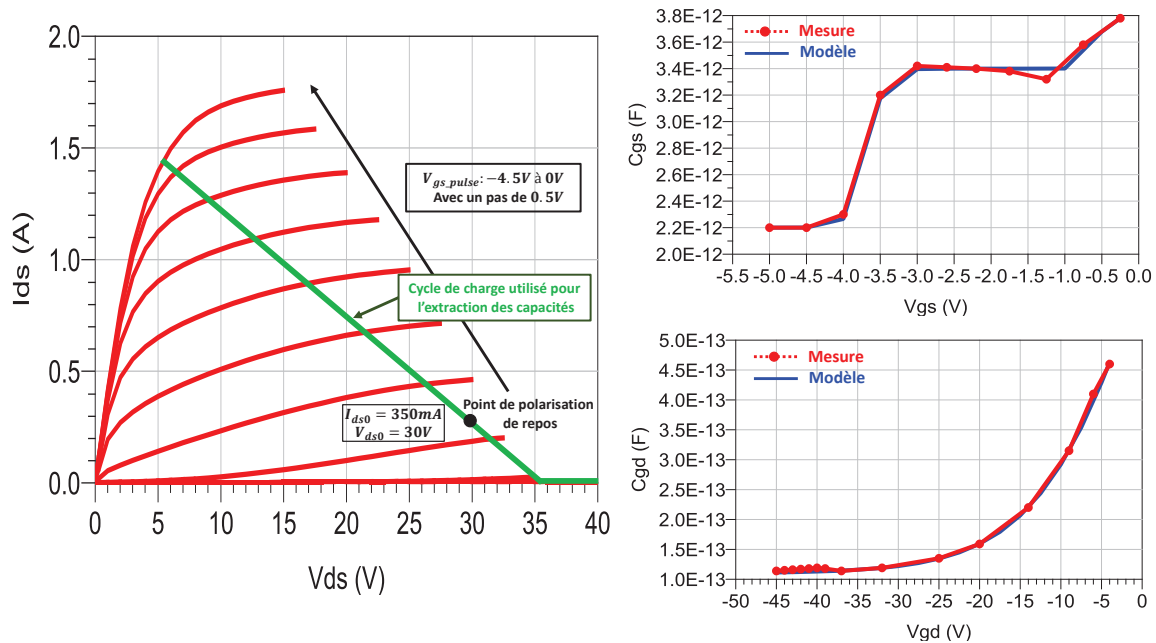


FIGURE II.27 – (a) Droite de charge utilisée pour l'extraction des capacités non-linéaires. (b) (c) Comparaison extraction/modèle des capacités C_{gs} et C_{gd} en fonction de V_{gs} et V_{gd} du transistor HEMT AlGaN/GaN UMS $10 \times 275\mu m$ dans la bande de fréquence [0.5-20 GHz].

La Fig.II.27 (b) et la Fig.II.27 (c) montrent respectivement la comparaison entre les capacités $C_{gs}(V_{gs})$ et $C_{gd}(V_{gd})$, extraites des mesures [S] en impulsion avec leurs modèles qui démontrent une bonne concordance.

On doit cependant noter que les modèles des capacités sont aussi sensibles aux effets thermiques.

6 Conclusion

Tout au long de ce deuxième chapitre, nous avons présenté une méthodologie d'extraction des paramètres du modèle non-linéaire électrothermique d'un transistor HEMT AlGaN/GaN fonctionnant en mode d'amplification de puissance. Cette méthode de modélisation est basée essentiellement sur des mesures I-V et de paramètres [S] impulsionnelles dont le principe de fonctionnement a également été décrit dans ce chapitre.

Une étude thermique a été réalisée à partir de mesures électriques mettant en avant l'effet de la température sur les performances du transistor. Nous avons ainsi présenté les différentes méthodes électriques utilisées pour la mesure de la résistance thermique et avons choisi, pour une raison de précision, d'utiliser celle du courant de drain. Grâce à la valeur de la résistance thermique déterminée, et à l'aide de la mesure du transitoire de courant après une longue impulsion, nous avons pu déterminer le réseau électrothermique RC équivalent du transistor HEMT GaN étudié.

Bien que cette modélisation non-linéaire électrothermique permette de reproduire certaines caractéristiques de sortie de ces composants, elle reste cependant insuffisante pour des transistors HEMTs en technologie GaN au sein desquels les phénomènes de pièges ont un impact très fort sur les performances en puissance. Une nouvelle étape de modélisation thermique des effets de piège par un modèle électrique équivalent doit donc être ajoutée à la phase de modélisation afin de prendre en compte le comportement dynamique des états de pièges et leurs variations en température.

L'objectif de la suite des travaux sera désormais de modéliser les effets de pièges du transistor HEMT GaN étudié et de quantifier leurs impacts sur la stabilité pulse à pulse d'un signal radar.

Chapitre **III**

Mesures et modélisation des pièges des HEMTs AlGaN/GaN

Sommaire

1	Introduction	77
2	Origines physiques des pièges dans un HEMT GaN	77
3	Modèle électrique non-linéaire de pièges	79
3.1	Sous-circuit de gate-lag	80
3.2	Sous-circuit de drain-lag	81
4	Mesures DLTS et DLOS de caractérisation des pièges	83
4.1	Deep Level Transient Spectroscopy (DLTS)	83
4.2	Deep Level Optical Spectroscopy (DLOS)	85
5	Mesures électriques spécifiques des transistors pour la caractérisation des pièges	87
5.1	Mesures I-V impulsionnelles à différentes polarisations	87
5.2	Mesure de l'admittance de sortie en très basse fréquence	91
5.3	Mesures "Load-Pull"	99
5.4	Impact des pièges sur les transitoires de courant	106
6	Conclusion	112

1 Introduction

Au cours du chapitre I, nous avons vu que les performances obtenues avec les transistors HEMTs Ga_N sont remarquables en termes de génération de puissance aux hyperfréquences. Ces transistors en technologie Ga_N sont impactés par les phénomènes thermiques mais également par la capture et l'émission des porteurs. L'ensemble de ces phénomènes représente une des raisons conduisant à la nécessité de développer de nouveaux modèles intégrant le comportement thermique et les effets dispersifs dus à la présence de pièges. La prise en compte de ces effets est impérative pour améliorer la validité des modèles qui est l'un des objectifs de ces travaux de thèse et par conséquent rendre plus fiable l'étape de conceptions des futurs circuits.

En complément des différentes techniques de caractérisation spécifiques de pièges telles que les mesures I-V impulsionnelles, les mesures d'admittance de sortie Y_{22} basse-fréquence, ce chapitre présente le fort potentiel d'une nouvelle technique de mesure temporelle sous-pointes appliquée à des rafales irrégulières d'impulsions RF pour la modélisation des pièges. Cette configuration de mesure a été initialement développée pour caractériser la spécification critique de la stabilité P2P pour les applications radar, qui sera présentée dans le dernier chapitre.

Au sein de ce chapitre, nous montrerons différentes comparaisons entre modèle et mesures réalisées sur le transistor HEMT Ga_N d'UMS permettant de valider la méthode de modélisation de piège thermique.

2 Origines physiques des pièges dans un HEMT Ga_N

En physique du solide, les pièges représentent des défauts localisés du matériau, dont les niveaux d'énergie liés à l'absence d'un électron/trou dans la structure cristalline sont situés dans la bande d'énergie interdite du semi-conducteur. Les effets de piégeage ont nécessité de nombreuses années d'études pour plusieurs technologies de semi-conducteurs telles que les transistors à effet de champ (FET) et les MESFET AsGa. Cependant, malgré des recherches approfondies sur les phénomènes de piégeage, la physique des défauts actifs n'est pas complètement comprise pour les HEMTs Ga_N. Ainsi, une connaissance approfondie de l'origine des pièges, de leur emplacement et de leurs mécanismes physiques est importante pour optimiser les performances du composant.

Le Ga_N contient de fortes densités de défauts qui sont principalement dues à une imperfection cristalline résultant de la croissance du matériau (comme les impuretés dans le

réseau cristallin, dislocations et la non-concordance du réseau avec des substrats étrangers tels que le SiC et le saphir). Ces imperfections génèrent un centre de piégeage dans la bande interdite des semi-conducteurs qui facilite la création d'électrons libres dans la bande de conduction et/ou de trous dans la bande de valence. Ces processus nécessitent une petite quantité d'énergie par rapport à une transition bande à bande directe. Comme nous l'avons mentionné dans le premier chapitre, il existe deux types de pièges : les pièges donneurs et les pièges accepteurs. Un piège accepteur est neutre quand il est vide et devient donc négatif lors de la capture d'un électron. Un piège donneur est quant à lui chargé positivement à vide et devient neutre une fois rempli par un électron.

Les défauts peuvent être classés suivant leur niveau d'énergie : les pièges ayant un niveau d'énergie proche des bandes de conduction ou de valence ($<1\text{eV}$) sont appelés des pièges de faible profondeur responsables des effets de dopage parasite, tandis que les pièges avec un niveau d'énergie plus profond dans l'intervalle de bande interdite sont appelés les pièges profonds. Le processus de piégeage et de dé-piégeage suit la théorie de "Shockley-Read-Hall" [64] [65] qui décrit les interactions entre les porteurs libres (électrons et trous) et les mécanismes de génération/re-combinaison pour une transition profonde vers ou depuis une bande (comme illustré dans la Fig.III.1).

Dans la Fig.III.1, la lettre « c » illustre les phénomènes de capture et la lettre « e » désigne l'émission d'électrons et de trous. Les indices « p » et « n » font référence, respectivement, à des échanges de trous et d'électrons. Il ressort ainsi 4 mécanismes différents :

- (a) : Émission de trous
- (b) : Piégeage et ré-émission d'électrons
- (c) : Piégeage et ré-émission de trous
- (d) : Re-combinaisons

À l'équilibre, il y a donc :

$$(C_n + e_p).(N_T - n_T) = (C_p + e_n).n_T \quad (\text{III.1})$$

avec N_T le nombre total de pièges et n_T le nombre de pièges occupés. Les termes C_n et C_p représentent les taux de capture d'électrons et de trous respectivement en s^{-1} , tandis que les termes e_n et e_p sont les taux d'émission également en s^{-1} .

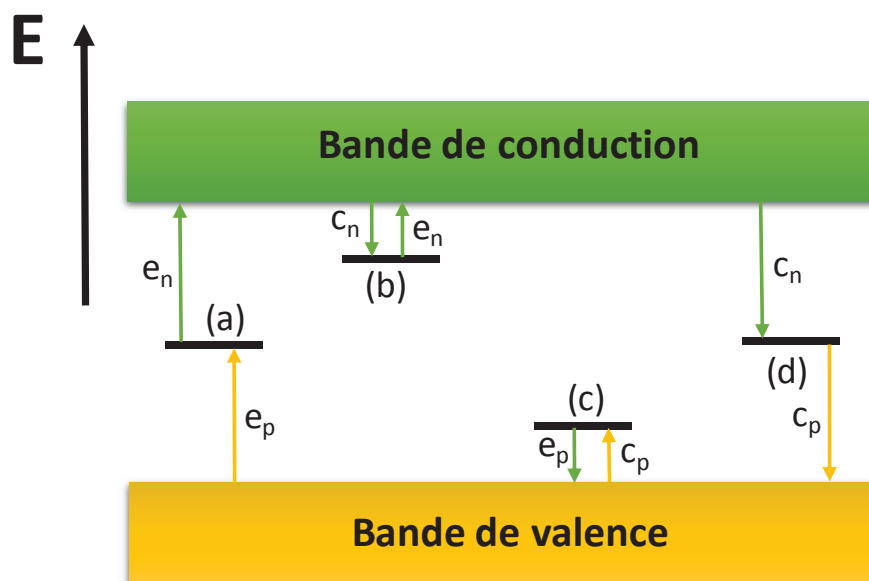


FIGURE III.1 – Mécanismes d'échanges entre les défauts et les bandes énergétiques.

Ces taux de capture et d'émission étant l'inverse des constantes de temps τ , on retrouve :

$$\tau_{e_{(n,p)}} = \frac{1}{e_{(n,p)}} \text{ et } \tau_{c_{(n,p)}} = \frac{1}{c_{(n,p)}} \quad (\text{III.2})$$

De ce fait, les pièges entraîneront des phénomènes transitoires sur le courant lors de la capture ou de l'émission qui seront directement dépendants de ces constantes de temps.

Pour obtenir les propriétés des pièges telles que l'emplacement physique dans la structure du composant et leurs signatures en termes d'énergies d'activation et de sections de capture, qui sont les caractéristiques fondamentales du centre de piégeage, il est nécessaire d'extrapoler les tracés d'Arrhénius. En fait, la comparaison avec d'autres énergies d'activation et sections de capture identifiées dans différents composants peut aider à comprendre les mécanismes de piégeage des charges et à déterminer l'emplacement des centres de piégeage dans le dispositif.

Si l'on considère le cas d'un piège rempli par un électron, le taux de ré-émission de ce porteur vers la bande de conduction va être dépendant de la nature du piège (sa signature) et de la température selon la loi d'Arrhenius qui sera illustrée dans la partie 5.2 de ce chapitre.

3 Modèle électrique non-linéaire de pièges

Les effets de gate-lag et drain-lag sont modélisés électriquement en fonction des tensions de commande en ajoutant des sous-circuits de piège au modèle de circuit électrique non-linéaire, entre le port de grille et la source de courant (Fig.II.2). Ces modèles électriques non-linéaires modifient dynamiquement la tension de commande de grille.

Le modèle de pièges utilisé dans notre étude initiale sur la modélisation électrothermique du HEMT AlGa_N/Ga_N est basé sur celui décrit par O. Jardel [6]. Étant donné que les pièges sont très sensibles à la température, ce modèle de piège de référence sera par la suite modifié afin de représenter sa variation thermique et avoir un courant de sortie intrinsèque défini par une fonction paramétrique non-linéaire des tensions intrinsèques instantanées de grille $V_{gs}(t)$ et de drain $V_{ds}(t)$, de la température, de la tension de grille intrinsèque correspondant à l'effet de gate-lag et drain-lag V_{gs_int} .

$$I_{ds}(t) = f_{NL}(V_{gs}(t), V_{ds}(t), T, V_{gs_int}) \quad (\text{III.3})$$

3.1 Sous-circuit de gate-lag

Le schéma de sous-circuit de gate-lag, représenté dans la Fig.III.2, fonctionne comme un détecteur d'enveloppe sur la tension grille-source $V_{gs}(t)$ afin de modifier et de calculer la nouvelle tension grille-source intrinsèque V_{gs_int} de la source de courant par la charge ou la décharge d'une capacité notée C_{TRAP} . Pendant le processus de capture qui correspond à une diminution de V_{gs} pour le gate-lag et donc à la conduction de la diode dans le modèle, la capacité C_{TRAP} se charge à travers la résistance R_{CAP} avec une constante de temps de capture $\tau_{CAP} = R_{CAP} \cdot C_{TRAP}$ car la résistance R_{CAP} est très inférieure à R_{EMI_G} . Au contraire, lors du processus d'émission en gate-lag qui correspond à une augmentation de V_{gs} , la diode est bloquée et la capacité C_{TRAP} se décharge à travers la résistance R_{EMI_G} avec une constante de temps d'émission $\tau_{EMI_G} = R_{EMI_G} \cdot C_{TRAP}$ ($R_{CAP} \ll R_{EMI_G}$). Ainsi, ce modèle prend également en compte l'hypothèse d'une forte dissymétrie entre les constantes de temps de capture et d'émission avec une constante de temps de capture située dans la plage des nanosecondes-microsecondes tandis que la constante de temps d'émission est supposée se situer dans la plage des microsecondes-secondes dans les HEMTs Ga_N.

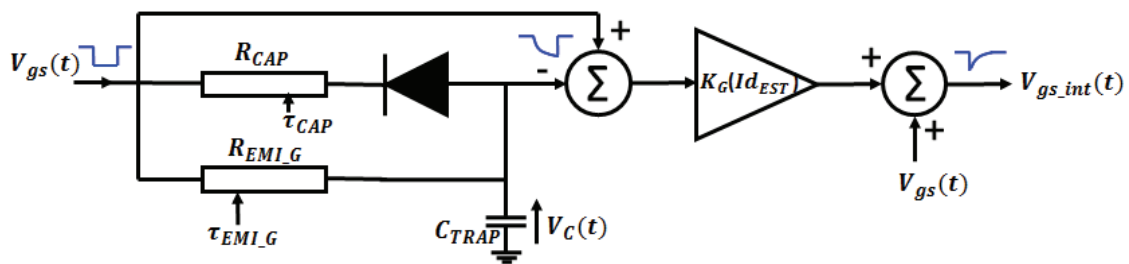


FIGURE III.2 – Schéma équivalent du modèle de gate-lag.

Le facteur K_G représenté sur la Fig.III.2 contrôle l'amplitude de l'effet du piège sur V_{gs} en fonction du courant de drain estimé I_{d_EST} , avant que les pièges ne l'aient affecté, par :

$$K_G(I_{d_EST}) = krel_G \cdot I_{d_EST}(V_{gs}) \quad (\text{III.4})$$

tel que $krel_G$ représente la somme de chaque contribution de piège $krel_{Gn}$ dans le cas de n états de piège différents :

$$krel_G = \sum_1^n krel_{Gn} \quad (III.5)$$

Par conséquent, la nouvelle tension de commande de grille V_{gs_int} obtenue à partir du modèle de gate-lag est définie dans le sous-circuit par l'équation suivante :

$$V_{gs_int} = V_{gs} + K_G(Id_{EST}) \cdot (V_{gs} - V_c) \quad (III.6)$$

Ainsi, le courant de drain modifié sera exprimé comme suit :

$$I_{ds} = f(V_{gs_int}, V_{ds}) \quad (III.7)$$

Il faut noter que dans cette technologie AlGaIn/GaN, l'effet de gate-lag a été fortement réduit par la passivation et la plaque de champ [66]. Cependant, lors de nos travaux, le transistor UMS $10 \times 275 \mu m$ étudié comme exemple, présente une quantité non négligeable de gate-lag, qui sera illustrée dans la suite, c'est la raison pour laquelle ce sous-circuit de gate-lag sera implémenté dans notre modèle de source de courant de drain non-linéaire.

3.2 Sous-circuit de drain-lag

Il est important de mentionner que l'effet de drain-lag reste le principal phénomène de piège qui affecte le mode de fonctionnement à grand signal d'un HEMT GaN. Ainsi, ce paragraphe met l'accent sur le mode de fonctionnement du modèle électrique de drain-lag.

Ce modèle de drain-lag, représenté dans la Fig.III.3, est basé sur le même principe de charge/décharge que le modèle de gate-lag. La tension instantanée de la capacité $V_c(t)$ modifie la tension de grille afin de contrôler la source de courant de drain non-linéaire.

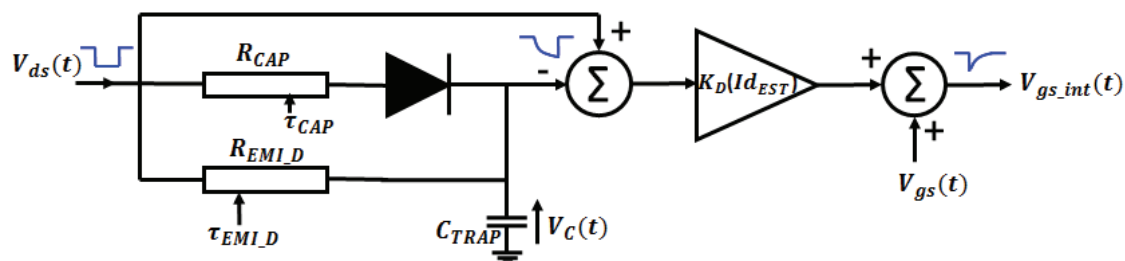


FIGURE III.3 – Schéma équivalent du modèle de drain-lag.

Un exemple de chronogramme de l'impact de drain-lag, observé dans les conditions dynamiques I-V, est présenté dans la figure Fig.III.4. Il montre l'évolution des tensions internes

dans le modèle de drain-lag. Pour cet exemple, la tension V_{ds_max} est supposée suffisamment forte pour impliquer un processus de capture et la largeur d'impulsion est suffisamment importante pour observer le processus d'émission et de capture.

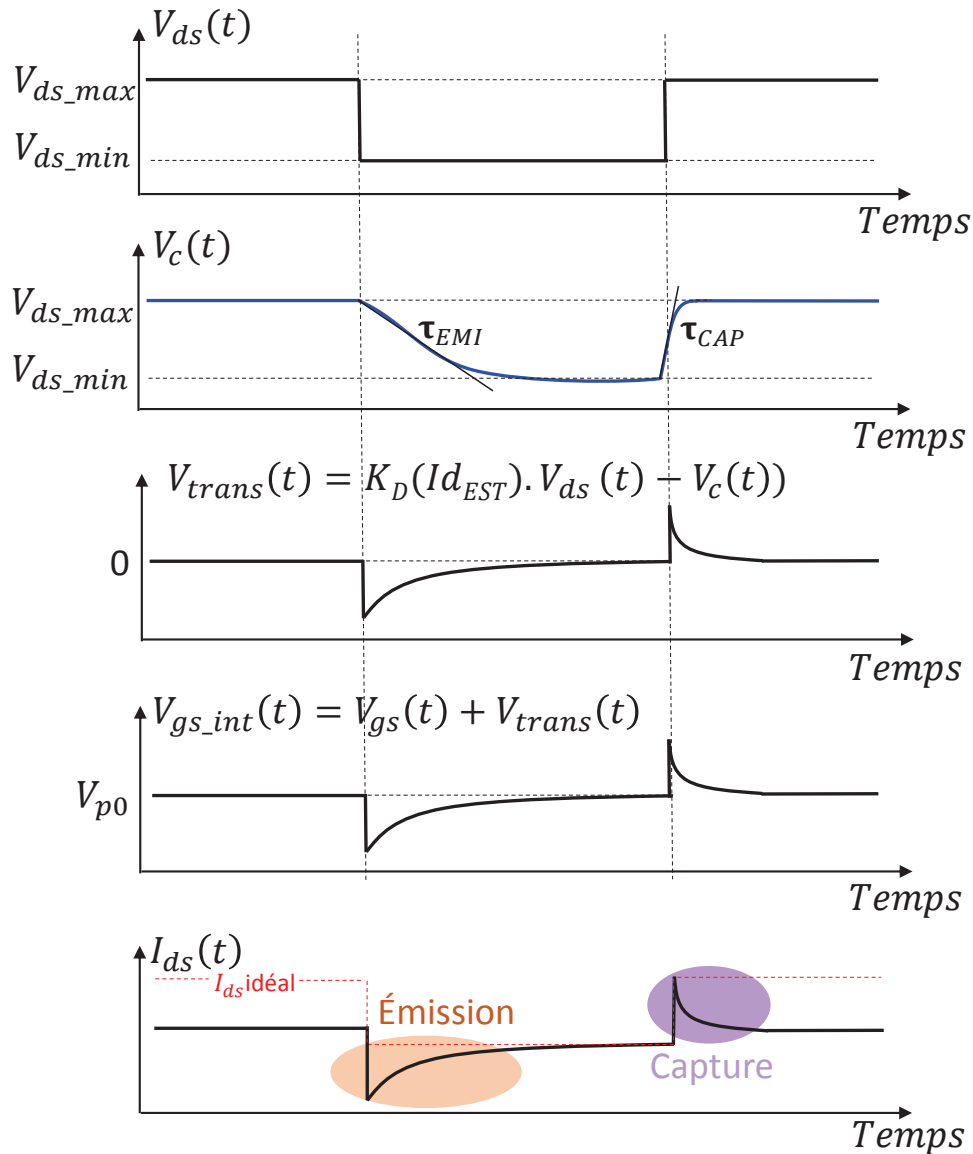


FIGURE III.4 – Chronogramme des tensions internes et du courant de drain dans le modèle de sous-circuit drain-lag.

1) Le processus d'émission du drain-lag apparaît lorsque la tension de drain varie de V_{ds_max} à V_{ds_min} . Dans ce cas, la diode du sous-circuit drain-lag est bloquée et la capacité C_{TRAP} se décharge via R_{EMI_D} avec une constante de temps associée τ_{EMI_D} . La tension instantanée de la capacité $V_c(t)$ est soustraite à la tension V_{ds} . Le transitoire résultant V_{trans} après modification modifie la tension V_{gs} pour donner la tension de sortie finale V_{gs_int} qui génère alors le transitoire de courant I_{ds} observé.

2) Le processus de capture de drain-lag apparaît lorsque la tension de drain varie de

V_{ds_min} à V_{ds_max} en supposant que le processus d'émission soit terminé. La diode du sous-circuit drain-lag est passante et la capacité C_{TRAP} est chargée via R_{CAP} (car $R_{CAP} \ll R_{EMI_D}$) avec une constante de temps associée τ_{CAP} . La tension instantanée de la capacité est soustraite à V_{ds} . La tension de sortie finale V_{gs_int} forme directement le transitoire du courant de drain I_{ds} .

4 Mesures DLTS et DLOS de caractérisation des pièges

Plusieurs techniques de caractérisation de pièges existent déjà, grâce au développement de méthodes de spectroscopie thermique, optique et électriques, reposant sur les méthodes DLTS "Deep Level Transient Spectroscopy" [67] [68] [69] [70], DLOS "Deep Level Optical Spectroscopy" et la relaxation isotherme [71]. Cette partie présente quelques techniques de mesure et d'identification d'effets de pièges parmi les plus souvent répertoriées dans la littérature. Puis, la technique utilisée dans le cadre de cette thèse sera développée dans la suite de ce chapitre avec une présentation des caractérisations spécifiques et la modélisation des pièges associée.

4.1 Deep Level Transient Spectroscopy (DLTS)

Cette méthode est utilisée pour détecter les défauts dans un matériau semi-conducteur afin de déterminer les propriétés de pièges. En effet, elle permet d'étudier l'évolution temporelle des porteurs dans le processus de piégeage et, par conséquent, d'identifier le niveau profond associé. Il existe plusieurs variantes de spectroscopie des centres profonds telles que la Q-DLTS pour l'analyse de la charge, la U-DLTS pour l'analyse de la tension de seuil du transistor et la I-DLTS pour analyser le courant qui traverse la structure [72].

Dans ce paragraphe, nous présentons une quatrième variante, la C-DLTS qui s'appuie sur l'étude de transitoires de la capacité induits par l'application d'impulsions électriques pour injecter des porteurs majoritaires ou minoritaires. Un balayage en température est effectué pour faire varier l'état des pièges. Cette technique permet d'obtenir la signature complète des pièges détectés, notamment leurs densités.

Le principe de cette mesure est d'envoyer une impulsion de tension puis d'échantillonner la réponse de la capacité du composant (de la barrière dans le cas d'un HEMT) à deux instants différents t_1 et t_2 . Comme l'émission des pièges est accélérée par l'augmentation de la température, la valeur de la capacité va changer en fonction de la température imposée. On relève alors la différence de cette valeur de capacité entre les deux instants de mesure pour chaque température appliquée. Cette méthode est appelée «Boxcar Resolution» [73].

En traçant les relevés de transitoires de capacité en fonction de la température appliquée, on obtient alors une courbe formant un pic (Fig.III.5). Le maximum de pic correspond

au taux d'émission du piège, et la taille du pic renseignera sur sa densité. En utilisant la loi d'Arrhenius qui sera reprise et détaillée dans la suite de ce chapitre, il devient possible d'extraire la section efficace de capture du piège σ_n ainsi que l'énergie d'activation E_a .

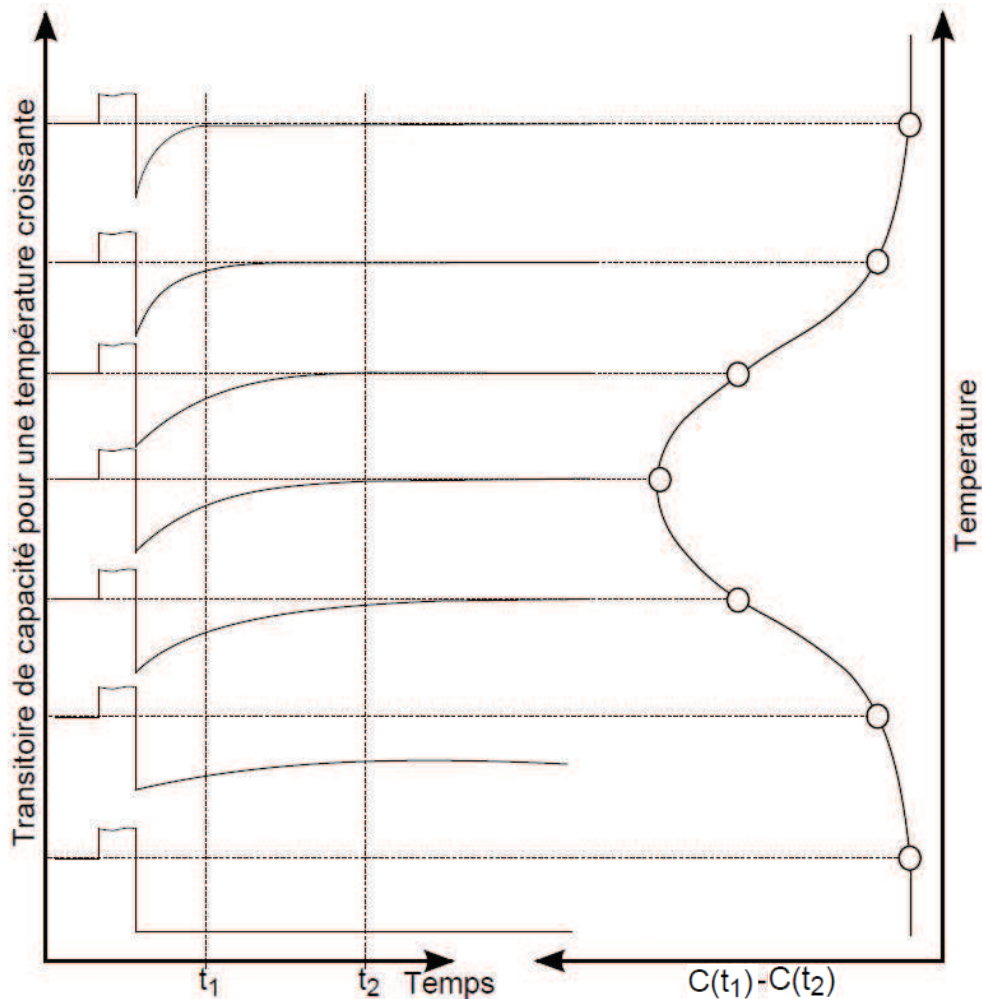


FIGURE III.5 – Principe de la technique dite de Boxcar [73].

Le signal mesuré $S(t)$ en sortie du dispositif dépendra donc des transitoires de capacité mesurés aux instants t_1 et t_2 à une certaine température :

$$S(t) = \Delta C(t_1) - \Delta C(t_2) \quad (\text{III.8})$$

or

$$\Delta C(t_x) = \Delta C(0) \cdot \exp\left(\frac{-t_x}{\tau}\right) \quad (\text{III.9})$$

d'où

$$S(t) = \Delta C(0) \left(\exp\left(\frac{-t_1}{\tau}\right) - \exp\left(\frac{-t_2}{\tau}\right) \right) \quad (\text{III.10})$$

En se positionnant au maximum du lobe ($dS(t)/d\tau = 0$), l'équation III.10 donne la valeur

de τ_{max} :

$$\tau_{max} = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{t_2}{t_1}\right)} \quad (\text{III.11})$$

tel que le taux d'émission d'un piège $e_n = 1/\tau$.

Les amplitudes de ces transitoires renseigneront sur la concentration. Tandis que la forme de ces transitoires renseigne également sur la nature des porteurs piégés [73].

Cette méthode C-DLTS qui s'appuie sur la technique de "boxar", illustrée sur la (Fig.III.5), présente l'inconvénient de considérer seulement deux instants de mesure entre lesquels on ne prend en considération que la variation globale du transitoire observé. Cependant, il peut exister différents pièges entraînant des variations dans les transitoires mesurés qui ne sont pas prises en compte, à plus forte raison si la fenêtre temporelle est grande.

Pour pallier ce problème, une méthode d'étude des transitoires de courant appelée "relaxation isotherme" [71] a été développée. L'idée de cette technique est d'échantillonner la réponse du courant pas seulement à deux instants, mais dans sa globalité (à plusieurs instants). L'étape suivante de cette méthode consiste à représenter les n variations du signal échantillonné avec une expression mathématique qui inclut n constantes de temps afin de superposer les deux résultats. Enfin, les constantes de temps de différents pièges sont extraites en prenant en compte les paramètres optimisés de la formule mathématique.

Les autres variantes de cette méthode de spectroscopie DLTS telles que les méthodes "constant drain current" ou "current transient methodology" sont détaillées dans les travaux de thèses suivants : [48] [73].

4.2 Deep Level Optical Spectroscopy (DLOS)

La méthode DLOS est une technique utilisée pour déterminer les propriétés de pièges responsables de courant de "Current Collapse" (CC) dans les transistors en technologie GaN. L'avantage de cette méthode est d'extraire des pièges plus profonds en termes de niveau d'énergie, possédant donc une constante d'émission plus grande.

Le principe de cette méthode est d'augmenter la température du composant afin d'accélérer l'émission de pièges. Cependant, il est difficile d'augmenter suffisamment la température sans avoir de dégradations du composant. La solution est donc d'exposer les pièges à certaines longueurs d'ondes afin de leur apporter l'énergie nécessaire à l'émission [74]. Ainsi, cette méthode se base sur la mesure de la dérivée des changements de la photo-capacité lorsque l'on scanne en même temps l'énergie de la source lumineuse.

L'application des conditions initiales de la DLOS peut se faire de trois différentes manières :

-DLOS électrique : les conditions initiales sont fixées par l'envoi d'impulsions électriques commandées.

-DLOS thermique : le paramètre de contrôle est la température appliquée avec des niveaux élevés.

-DLOS optique : l'excitation est effectuée par l'application d'un second faisceau de lumière à forte intensité. L'énergie du spectre lumineux E est donnée par l'équation suivante :

$$E = \hbar \times \nu \tag{III.12}$$

avec \hbar la constante de Planck réduite : $\hbar \approx 4.1343359 \times 10^{-15}$ J.s, et ν la longueur d'onde du spectre lumineux avec des valeurs minimums de l'ordre de la centaine de terahertz. L'inconvénient de cette méthode est la non-détection des pièges peu profonds car les faisceaux appliqués ne peuvent pas avoir une énergie inférieure à $0.4eV$.

La Fig.III.6 [73] résume les caractéristiques des trois variantes de DLOS.

	DLOS ELECTRIQUE	DLOS THERMIQUE	DLOS OPTIQUE
POLARISATION V			
FLUX DE PHOTONS Φ			
CAPACITE C			
T	T = const (basse température)	T = const (haute température)	T = const (basse température)
DONNEES	v est le paramètre	Pas de paramètre	hv _{ex} (excitation) est le paramètre
Echantillonnage, moyennage, évaluation de $\left\{ \frac{d}{dt} \Delta C(t) \right\}_{t=0}$, correction du flux de photons			

FIGURE III.6 – Résumé des trois méthodes d'utilisation de la DLOS [73].

Les méthodes de détection de pièges évoquées précédemment dans ce chapitre utilisent le temps comme échelle de mesure, mais on répertorie également des méthodes de mesure basées sur la dispersion fréquentielle de certains paramètres [75] [76]. Pendant ces travaux de thèse, nous nous sommes tout particulièrement intéressé à la mesure de l'admittance de sortie basse-fréquence Y_{22} pour la détermination de la signature de pièges détectés qui sera présentée dans le paragraphe (5.2).

5 Mesures électriques spécifiques des transistors pour la caractérisation des pièges

5.1 Mesures I-V impulsionnelles à différentes polarisations

Des mesures I-V impulsionnelles sont effectuées à plusieurs points de polarisation de repos pour obtenir une caractérisation préliminaire et rapide des pièges et comprendre quels mécanismes de piégeage peuvent affecter les performances du transistor. Cette technique I-V impulsionnelle est très utile car elle permet de distinguer les effets de piégeage des effets thermiques et n'évaluent donc que les phénomènes électriques de l'état de piège en comparant les caractéristiques I-V pour différents états de pièges choisis [52]. Cette technique permet surtout de pouvoir séparer les deux phénomènes (gate-lag et drain-lag) afin de pouvoir les analyser finement.

Le banc de mesure ainsi que la configuration des impulsions utilisés pour la caractérisation I-V impulsionnelle ont été illustrés au chapitre II (Fig.II.7 et Fig.II.13 respectivement). En parallèle avec l'investigation des types de pièges, les mesures obtenues avec cette configuration à différents points de polarisation de repos sont utilisées pour la détermination des paramètres des sous-circuits (drain-lag et gate-lag) du modèle de la source de courant non linéaire du transistor.

Le gate-lag est observé par une diminution de tension de grille, comme par exemple lorsque la tension de grille passe brusquement de $V_{gs} = 0V$ à une tension de pincement V_p . La mise en évidence des effets du drain-lag peut s'effectuer en reprenant le même test que celui réalisé pour mesurer le gate-lag, mais cette fois pour une augmentation de la tension de drain, comme par exemple une tension de drain qui passe de $V_{ds} = 0V$ à une autre tension beaucoup plus grande. Ces deux phénomènes ont le même impact sur les mesures. En effet, ils induisent un temps d'établissement du courant plus lent que la variation des tensions, et sont donc à l'origine de transitoires de courant dont les constantes de temps dépendent des niveaux de pièges sollicités.

Afin d'identifier et quantifier les effets de pièges présents au sein du transistor UMS $10 \times 275 \mu m$, un protocole de mesures I-V impulsionnelles spécifique a été utilisé qui repose sur des caractérisations à différents points de polarisation de repos :

- P_1 (Froid) : $(V_{gs0}, V_{ds0}) = (0V, 0V)$: correspond à un piégeage d'électrons négligeable.
- P_2 (Gate-lag) : $(V_{gs0}, V_{ds0}) = (-5V, 0V)$: favorise le piégeage des électrons sous la grille.
- P_3 (Drain-lag) : $(V_{gs0}, V_{ds0}) = (-5V, 30V)$: favorise le piégeage des électrons sous la région grille-drain.
- P_4 (Chaud) : $(V_{gs0}, V_{ds0}) = (-3.2V, 30V)$: représente le piégeage d'électrons au niveau de point de fonctionnement dans des conditions de polarisation en classe AB ($I_{ds0} = 350mA$).

Il faut noter que dans les trois premières configurations, la puissance dissipée au repos est maintenue nulle. Par conséquent, le composant est dans un état thermique défini par la température ambiante.

La Fig.III.7 représente les résultats de caractérisations I-V impulsionnelles aux différents points de polarisation de repos (P_1 à P_4) pour une même température ambiante ($T=25^\circ C$). Ces résultats de mesures indiquent que le transistor HEMT GaN étudié présente à la fois du gate-lag et du drain-lag dégradant le courant de sortie I_{ds} .

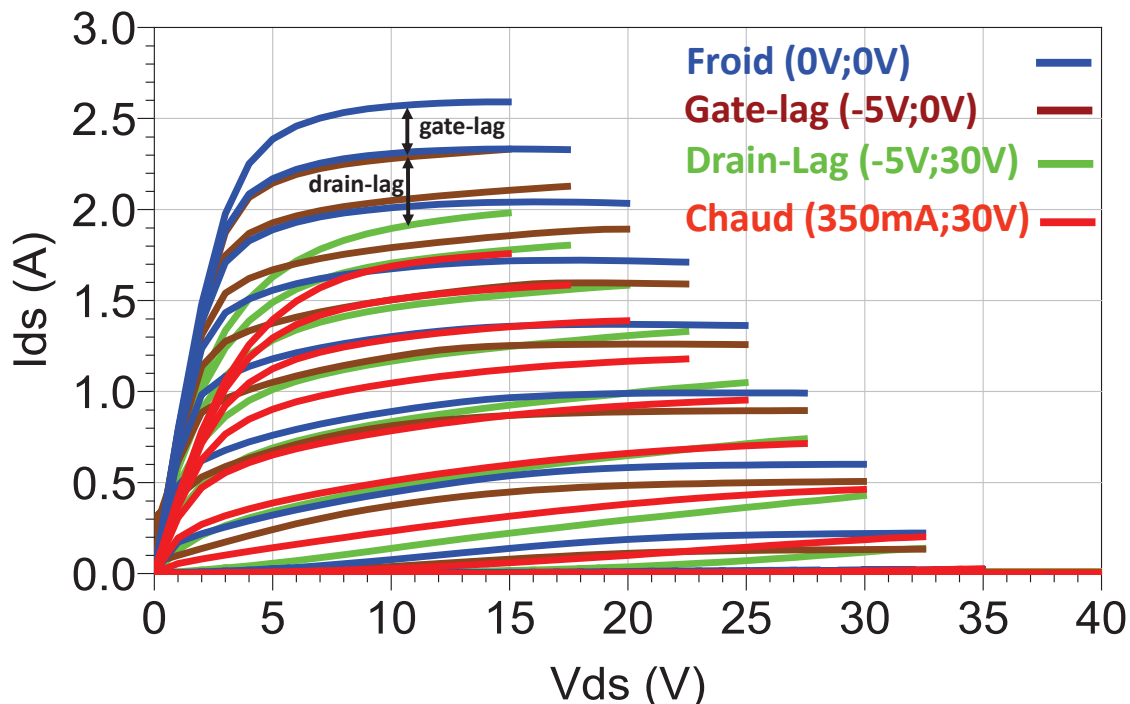


FIGURE III.7 – Évaluation des effets de lags induits par des phénomènes de piégeage, obtenue par des mesures I-V impulsionnelles avec quatre points de polarisation de repos différents.

En regardant la Fig.III.7 avec plus de détails, nous pouvons remarquer que le drain-lag a le plus grand impact sur la chute du courant de drain. En comparant les caractéristiques I-V

obtenues à une polarisation de repos ($V_{gs0} = -5V, V_{ds0} = 30V$) avec celles obtenues pour une condition de polarisation en classe AB ($V_{gs0} = -3.2V, V_{ds0} = 30V$), nous pouvons remarquer que les niveaux de courant obtenus sont relativement inchangés.

Afin d'estimer quantitativement les chutes de courant dues aux effets de gate-lag "GL" et de drain-lag "DL", il est possible d'exprimer leurs contributions en pourcentage à l'aide des équations suivantes :

$$GL(\%) = \frac{\Delta I' \cdot \Delta V'}{\Delta I \cdot \Delta V} \quad (\text{III.13})$$

$$DL(\%) = \frac{\Delta I'' \cdot \Delta V''}{\Delta I' \cdot \Delta V'} \quad (\text{III.14})$$

avec les couples $(\Delta I, \Delta V)$, $(\Delta I', \Delta V')$, $(\Delta I'', \Delta V'')$ représentant les variations maximales du courant de drain I_{ds} et de la tension de drain V_{ds} pour les mesures I-V impulsionnelles réalisées respectivement à des points de repos ($V_{gs0} = 0V, V_{ds0} = 0V$), ($V_{gs0} = V_p, V_{ds0} = 0V$), ($V_{gs0} = V_p, V_{ds0} > 0V$). Ces paramètres sont illustrés graphiquement sur la Fig.III.8 [73] ci-dessous.

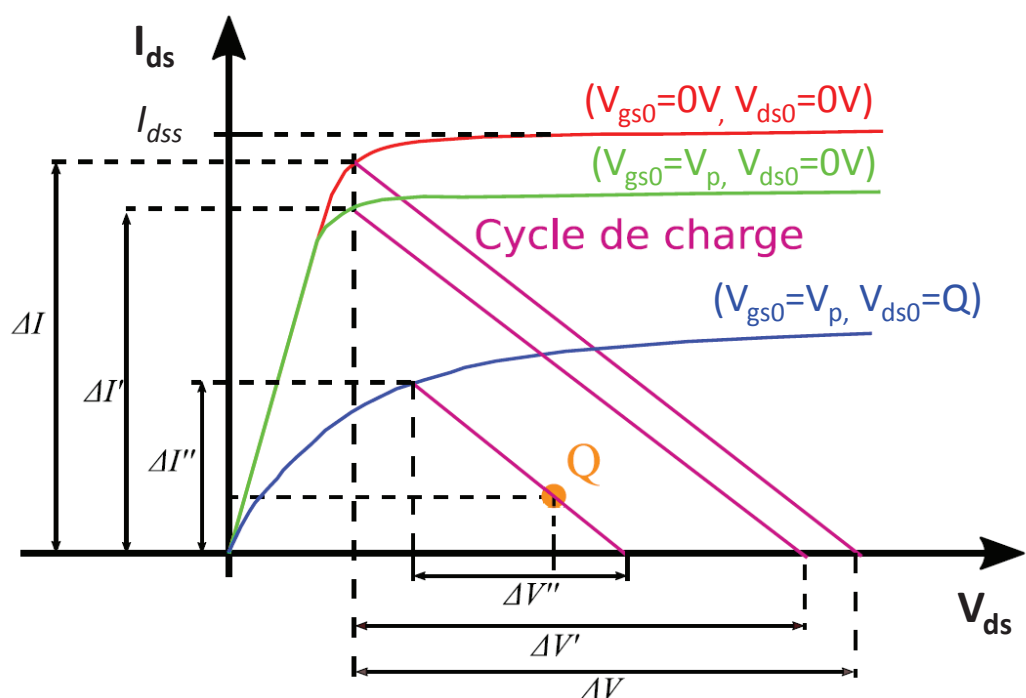


FIGURE III.8 – Courbes de $I_{ds} - V_{ds}$ pour un $V_{gs} \gg V_p$ pour trois points de repos des impulsions de tensions d'alimentation V_{ds} et V_{gs} , pour la mise en évidence du gate-lag et du drain-lag [73].

La première étape d'extraction des modèles non-linéaires de gate-lag et drain-lag est réalisée par la comparaison entre les mesures I-V de la Fig.III.7 et la simulation non-linéaire I-V impulsionnelle des modèles pour les 4 configurations de polarisation. On notera que la lar-

geur des impulsions est très supérieure à la constante de temps de capture tandis qu'elle est très inférieure à la constante de temps d'émission et à la constante de temps thermique.

Dans le but de modéliser le courant de drain, un fichier "template" de simulations I-V en mode impulsionnel a été réalisé sur le logiciel ADS en utilisant une simulation transitoire. Les simulations sont réalisées dans les mêmes conditions que les mesures. Afin de valider le modèle initial de la source de courant non-linéaire thermique incluant le modèle de piège initial, une comparaison des caractéristiques I-V impulsionnelles mesurées et simulées au niveau des différents points de polarisation de repos est illustrée dans la Fig.III.9.

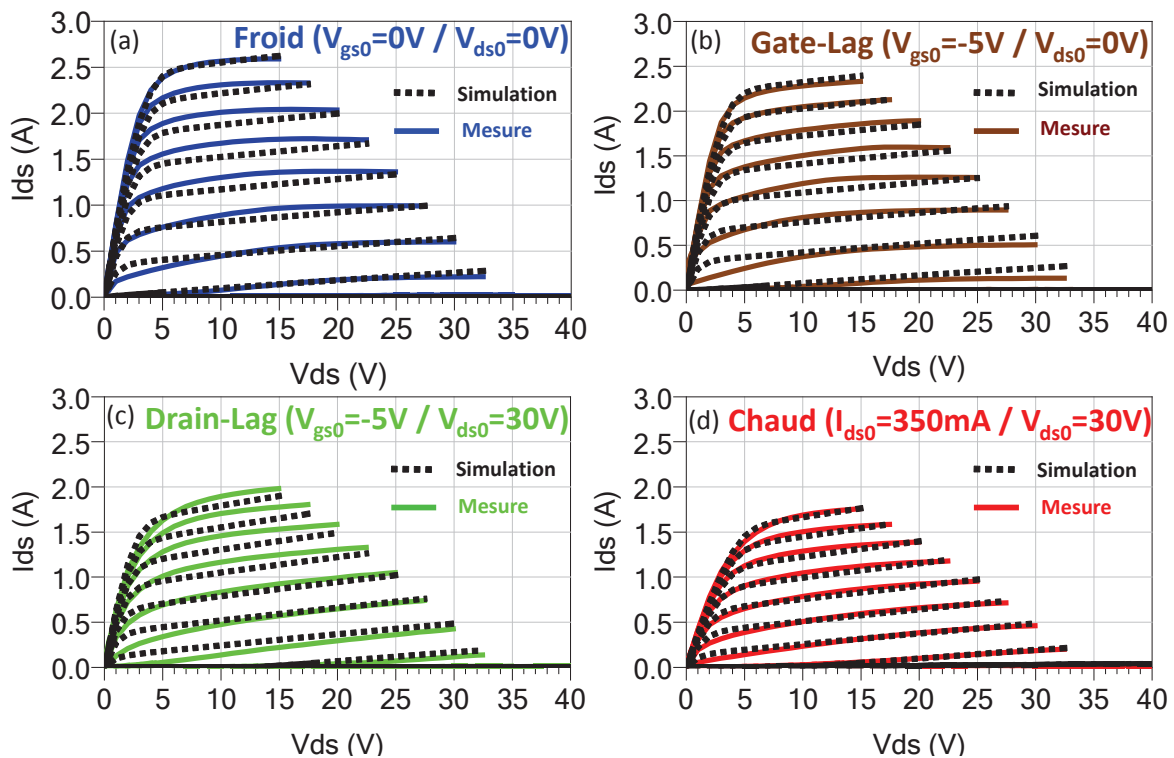


FIGURE III.9 – Comparaison des caractéristiques I-V impulsionnelles mesurées et simulées à différents conditions de polarisation de repos : (a) "froid", (b) gate-lag, (c) drain-lag et (d) "chaud".

Cette dernière figure montre une bonne corrélation entre les caractéristiques I-V impulsionnelles mesurées et simulées pour les différentes conditions de polarisations de repos : "froid", "chaud", "gate-lag" et "drain-lag".

Pour conclure, cette technique de caractérisation permet d'observer l'influence des tensions de polarisation (V_{gs0}/V_{ds0}) sur les effets de pièges. Cependant, bien que cette mesure apporte une information quantitative des taux de piégeage gate-lag et drain-lag (K_G et K_D) permettant de reproduire les caractéristiques I-V mesurées, elle reste insuffisante pour déterminer sa signature (section de capture et énergie d'activation), ainsi que pour extraire avec une bonne précision les autres paramètres de modèle de piège tels que les constantes

de temps d'émission (τ_{EMI_G} et τ_{EMI_D}). Des mesures complémentaires sont donc nécessaires pour établir un modèle cohérent des effets de pièges dans les HEMTs GaN.

5.2 Mesure de l'admittance de sortie en très basse fréquence

La conductance et la transconductance de sortie des HEMTs GaN montrent une dispersion significative aux basses fréquences (10 Hz - 100 MHz) [76] [77] car les constantes de temps d'émission des pièges sont généralement lentes, de l'ordre de la microseconde à la seconde et correspondent donc à de basses fréquences, entre le Hz et le MHz [78]. Or, même si ces effets sont situés sur une bande BF, ils affecteront également le comportement haute fréquence des composants [79]. Ainsi, afin de recueillir des informations complémentaires sur les effets de piégeage dans le transistor UMS $10 \times 275 \mu m$, nous avons choisi d'étudier la dispersion fréquentielle des paramètres [Y] BF par des mesures de paramètres [S] à faible signal dans la plage de fréquences de [10 Hz-10 MHz] (en raison de la limitation sur le Té de polarisation). Le banc de mesure utilisé est équipé d'un chuck thermique afin que les mesures de paramètres [S] soient effectuées à plusieurs températures en utilisant un analyseur de réseau vectoriel BF-RF (Agilent E5061b) [80] pour l'extraction des paramètres de piégeage. Comme illustré dans la Fig.III.10, la tension V_{gs} est appliquée au Té de polarisation BF externe avec le port DC connecté à une simple alimentation continue. Le drain est connecté au système de polarisation interne (port 1) du VNA. Un étalonnage SOLT sous pointes est effectué à chaque température individuelle.

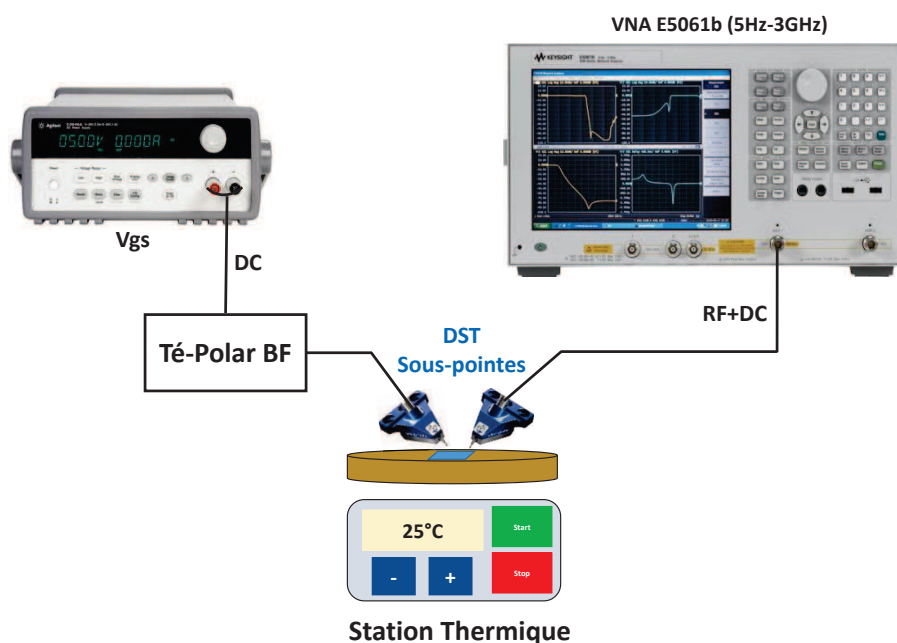


FIGURE III.10 – Synoptique du banc de mesure du paramètre Y_{22} BF mis en place en configuration 1-port.

Dans le cas de notre étude, en suivant les travaux développés dans [73], nous avons exploité la dispersion fréquentielle de l'admittance de sortie Y_{22} et plus nettement sa partie imaginaire que l'on notera $\text{Imag}(Y_{22})$ dans la suite du chapitre. La dispersion fréquentielle de l'admittance de sortie Y_{22} associée à un seul état de piège, dont la constante de temps d'émission est τ_n , peut être modélisée par un réseau supplémentaire $g_n C_n$ parasite ajouté entre drain et source au modèle petit signal [81] comme illustré à la Fig.III.11.

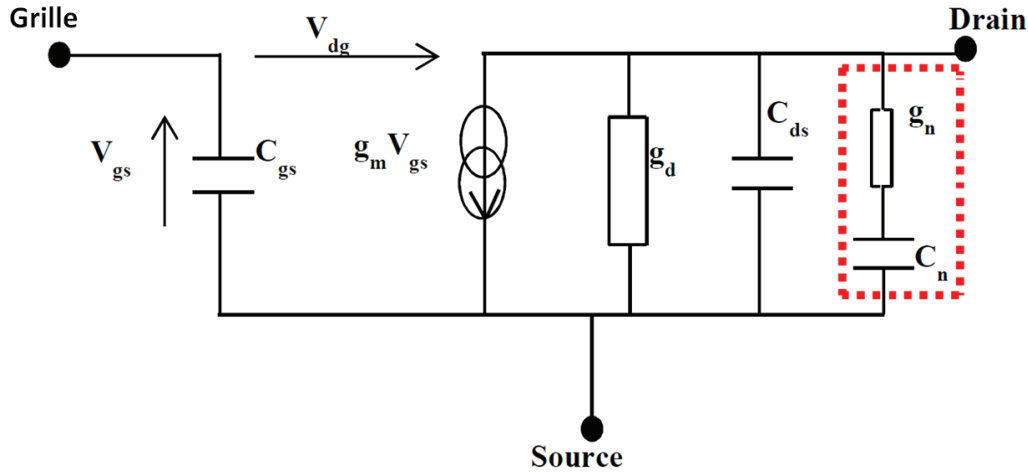


FIGURE III.11 – Modèle petit-signal d'un transistor HEMT comprenant un piège.

Selon ce modèle petit signal basse fréquence (Fig.III.11), l'admittance de sortie Y_{22} peut être exprimée en très basse-fréquence en fonction de g_d , g_n et τ_n par :

$$Y_{22} = \left(g_d + \frac{g_n(\omega\tau_n)^2}{1 + (\omega\tau_n)^2} + j \frac{g_n(\omega\tau_n)}{1 + (\omega\tau_n)^2} \right), \text{ avec } \tau_n = \frac{C_n}{g_n} \quad (\text{III.15})$$

τ_n correspond à la constante de temps d'émission. De cette façon, les constantes d'émission dues à la dispersion de Y_{22} peuvent être extraites soit à partir des fréquences correspondant aux points d'inflexion de la partie réelle, ou bien des fréquences correspondant aux valeurs maximales de la partie imaginaire de l'admittance Y_{22} [82] :

$$f_{Rinf} = f_{\text{Réel}[Y_{22}] \text{ au point d'inflexion}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}\tau_n} \quad (\text{III.16})$$

$$f_{Ipics} = f_{\text{Imag}[Y_{22}] \text{ au point maximum}} = \frac{1}{2\pi\tau_n} \quad (\text{III.17})$$

Le nombre de pièges est défini par le nombre de pics de la partie imaginaire Y_{22} , ou par le nombre de points d'inflexion de la partie réelle de Y_{22} . Ainsi que l'a démontré [73], il est préférable de déterminer τ_n au maximum de la partie imaginaire de Y_{22} en fonction de la fréquence équivalente f_{Ipics} . Cependant, dans le cas de deux centres de piégeage ou plus, la simple détermination de la constante de temps d'émission à partir de f_{Ipics} est perturbée par les interactions entre les pièges [83]. Dans ce cas, des mesures complémentaires dans le

domaine temporel du transitoire de courant peuvent également être utilisées pour extraire les constantes de temps d'émission, comme cela sera détaillé dans le paragraphe 5.4.

Comme nous l'avons évoqué, les valeurs maximales des parties imaginaires de Y_{22} à plusieurs températures permettent de déterminer la variation de la constante d'émission τ_n en fonction de la température et par la suite d'extraire l'énergie d'activation E_a (en eV) qui correspond à la position du piège en termes d'énergie, et la section de capture σ_n (en cm^2) qui reflète la taille du piège, en utilisant la formule d'Arrhenius [16] :

$$\frac{e_n}{T_j^2} = \frac{\sigma_n A_n}{g} \exp\left(-\frac{qE_a}{k_B T_j}\right) \text{ avec } A_n = \frac{N_c v_{th}}{T_j^2} \text{ et } e_n = \frac{1}{\tau_n} \quad (\text{III.18})$$

Il convient de noter que e_n est le taux d'émission, T_j est la température de jonction en K, q est la charge électrique, N_c est la densité effective d'états pour les électrons dans la bande de conduction, v_{th} est la vitesse thermique, g est le facteur de dégénérescence et k_B la constante de Boltzmann. On notera alors que le tracé de la fonction $\ln(\tau_n T_j^2)$ en fonction de $(q/k_B T_j)$ est une droite qui permet d'extraire la signature du piège par sa pente égale à l'énergie d'activation (E_a) tandis que son ordonnée à l'origine donne la section de capture (σ_n) :

$$\ln(\tau_n T_j^2) = \frac{qE_a}{k_B T_j} - \ln\left(\frac{\sigma_n A_n}{g}\right) \quad (\text{III.19})$$

L'analyseur vectoriel utilisé pour mesurer l'admittance de sortie Y_{22} BF est muni d'un Té de polarisation interne capable de supporter jusqu'à 100 mA de courant et 40 V de tension. Pour cette raison, les mesures représentées dans la Fig.III.12 ont été effectuées pour une condition de polarisation de repos correspondante à ($I_{ds0} = 100mA$: $V_{gs0} = -3.6V/V_{ds0} = 30V$), tandis que le modèle non-linéaire électrothermique du transistor GaN UMS $10 \times 275 \mu m$ étudié est réalisé pour un point de fonctionnement en classe AB ($I_{ds0} = 350mA$: $V_{gs0} = -3.2V/V_{ds0} = 30V$). Ces mesures de l'admittance Y_{22} sont effectuées dans une gamme de température ambiante T_a allant de 25°C à 100°C avec une faible puissance RF de -15dBm sur une plage de fréquence allant de 10 Hz à 10 MHz.

Il est important de noter qu'une diminution du courant de sortie est constatée suite à une élévation de température puisque la mobilité s'en trouve modifiée. Dans le but de rester dans un état bien établi du transistor lors de la mesure, ces variations de courant I_{ds0} doivent être compensées. La tension de grille V_{gs0} appliquée doit donc être ajustée pour chaque température.

À partir de la Fig.III.12, nous pouvons constater que l'allure des courbes en partie réelle et imaginaire de l'admittance varie avec la température. En effet, quand la température aug-

mente, il y a une translation des courbes vers les hautes fréquences qui illustre le comportement d'un piège. Étant donné qu'un seul lobe est présent chaque lobe présent sur la courbe de $\text{Imag}(Y_{22})$ pour chaque température appliquée, ceci témoigne de la présence d'un seul piège pour le transistor étudié à cette polarisation de repos ($I_{ds0} = 100\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.6\text{V}$)/ $V_{ds0} = 30\text{V}$). En plus de la dispersion fréquentielle du lobe de $\text{Imag}(Y_{22})$, nous pouvons aussi constater à partir de la Fig.III.12 (a) que l'amplitude de ce lobe diminue quand la température ambiante T_a augmente. Le taux de piégeage K_D du transistor étudié est donc inversement proportionnel à la température.

Ces mesures de l'admittance de sortie ont été effectuées sur différents transistors UMS de même développement avec des résultats très semblables permettant de confirmer l'état de piège présent dans ce transistor.

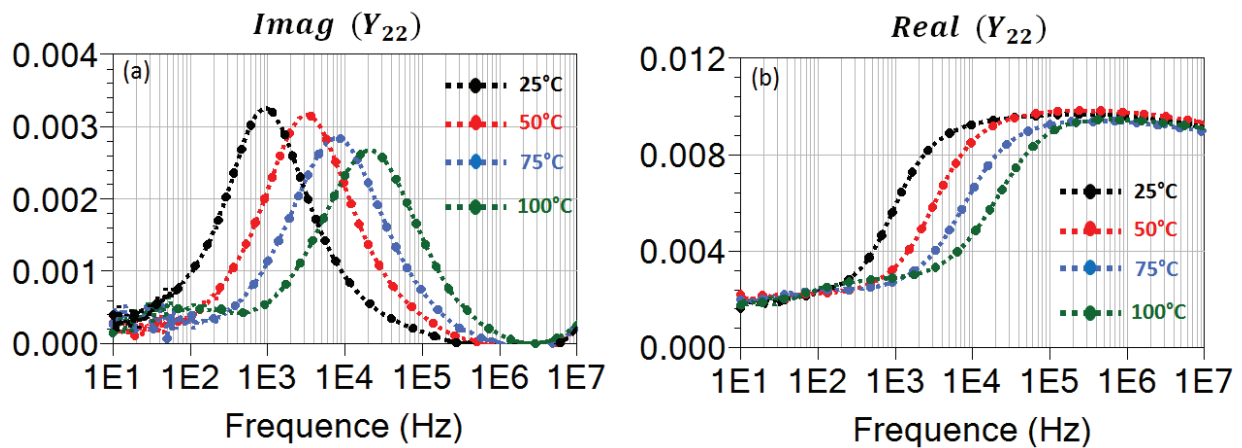


FIGURE III.12 – Mesure de la partie imaginaire d' Y_{22} (a) et de la partie réelle d' Y_{22} (b) avec $I_{ds0} = 100\text{mA}$ et $V_{ds0} = 30\text{V}$ pour différentes températures pour le composant HEMT Al-GaN/GaN UMS $10 \times 275\mu\text{m}$.

Il est à noter que les pièges présents dans un transistor ne sont pas sensibles qu'aux conditions de polarisation et de température mais aussi à d'autres facteurs tels que la lumière ou le stress DC qui accélère le vieillissement des composants. Ainsi, d'autres pièges peuvent apparaître dépendamment de ces conditions et de la technologie utilisées [48] [73].

Connaissant la résistance thermique du transistor mesuré, ($R_{TH_{100^\circ\text{C}}} = 8.17^\circ\text{C}/\text{W}$) déterminée au deuxième chapitre, les températures ambiantes imposées par le chuck thermique (T_a) et la puissance dissipée à la polarisation de repos ($P_{diss} = V_{ds0} \cdot I_{ds0} = 3\text{W}$), nous sommes capables d'en déduire la température de jonction T_j selon la formule suivante :

$$T_j = T_a + R_{TH}(T_a) \cdot P_{diss} \quad (\text{III.20})$$

On utilise ici une loi empirique de variation thermique de R_{TH} pour cette technologie :

$$R_{TH}(T_a) = R_{th_{100^\circ C}} \cdot \left(1 + \frac{0.54}{100} \cdot (T_a - 100) \right) \quad (\text{III.21})$$

En reprenant l'équation d'Arrhenius (III.19), les points correspondant aux valeurs de $\ln(\tau_n T_j^2)$ forment une droite de régression linéaire en fonction de $(q/k_B T_j)$ représentée dans la Fig.III.13 ci-dessous. L'énergie d'activation E_a donnée par la pente de cette droite passant par les points extraits est de 0.347eV , ce qui correspond à l'énergie du centre donneur implémenté dans le modèle, avec une section de capture σ_n de $8.1 \times 10^{-15}\text{cm}^2$.

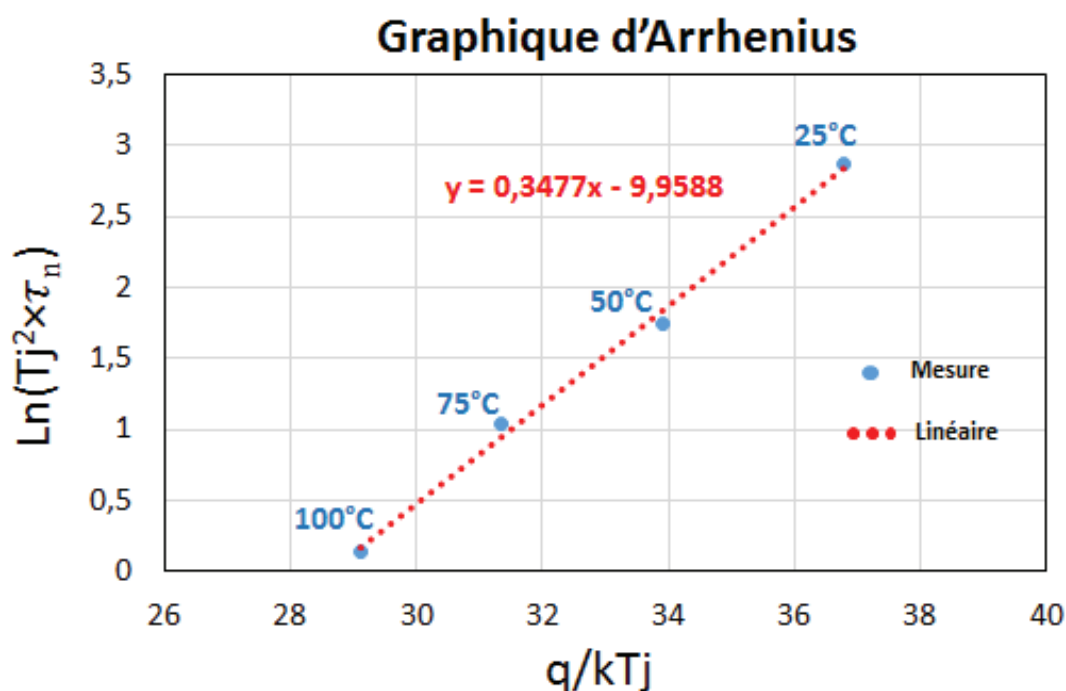


FIGURE III.13 – Courbe Arrhenius du transistor HEMT AlGaIn/GaN UMS $10 \times 275\mu\text{m}$ pour une plage de température allant de 25°C à 100°C , donnant une énergie d'activation apparente de 0.347eV et une section de capture de $8.1 \times 10^{-15}\text{cm}^2$.

La conversion de la dispersion fréquentielle de la partie imaginaire Y_{22} dans le domaine temporel correspond à un décalage de la constante de temps d'émission du modèle de piège lorsque la température augmente. Cette dispersion est sensible principalement au phénomène de drain-lag. Ainsi, en complément avec les mesures I-V impulsionnelles précédentes, la deuxième étape d'extraction du sous-circuit de drain-lag repose sur les mesures illustrées dans la Fig.III.12 permettant de déterminer avec précision la constante de temps d'émission.

La Fig.III.14 montre la comparaison des parties imaginaires $\text{Imag}(Y_{22})$ BF mesurées et simulées à 25°C dans les mêmes conditions de polarisation de repos ($I_{ds0} = 100\text{mA}/V_{ds0} = 30\text{V}$) (le sous-circuit gate-lag (Fig.III.2) garde les mêmes valeurs de paramètres déterminées à partir des mesures I-V impulsionnelles).

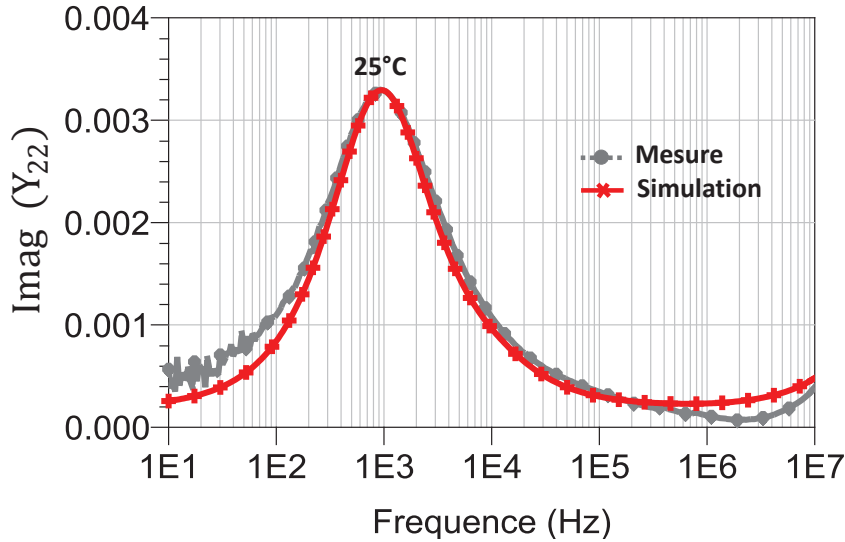


FIGURE III.14 – Comparaison mesure/simulation de la partie imaginaire de Y_{22} dans une gamme de fréquences de 100 Hz à 10 MHz à ($I_{ds0} = 100\text{mA}/V_{ds0} = 30\text{V}$) et $T_a = 25^\circ\text{C}$.

Dans le modèle électrique d'un piège, on utilise une seule valeur de capacité C_{TRAP} et deux valeurs de résistance R_{CAP} et R_{EMI_D} qui permettent de définir respectivement ($\tau_{CAP} = R_{CAP} \cdot C_{TRAP}$) et ($\tau_{EMI_D} = R_{EMI_D} \cdot C_{TRAP}$). Par conséquent, une variation de la constante de temps de capture/émission due à une augmentation de la température ne peut être modélisé qu'à travers une modification de la résistance de capture/émission. Cependant, le modèle de piège de drain-lag initial utilisé jusqu'à présent est non-thermique de telle sorte que la dépendance en température de τ_{EMI_D} des pièges n'est pas prise en compte. En effet, le taux de piégeage K_D , ainsi que la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} sont des constantes :

$$krel_D = krel_D(25^\circ\text{C}) = cste \quad (\text{III.22})$$

$$\tau_{EMI_D} = \tau_{EMI_D}(25^\circ\text{C}) = cste \quad (\text{III.23})$$

Ce modèle initial permet donc uniquement de reproduire les mesures de l'admittance de sortie en basse fréquence pour une seule température donnée (25°C) comme le montre la Fig.III.15.

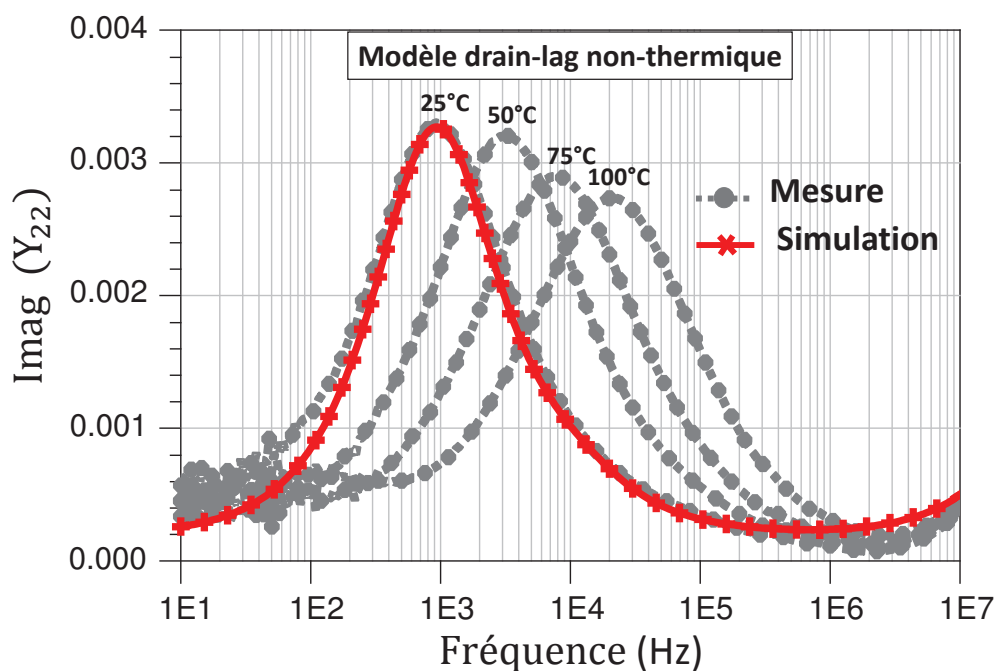


FIGURE III.15 – Comparaison de résultats de mesures et de simulations du modèle drain-lag non-thermique de la partie imaginaire de Y_{22} dans une gamme de fréquences de 100 Hz à 10 MHz à ($I_{ds0} = 100\text{ mA} / V_{ds0} = 30\text{ V}$) pour différentes températures.

Le sous-circuit de drain-lag a donc été modifié afin de le rendre dépendant de la température. De plus, pour simplifier et faciliter l'extraction des principaux paramètres du modèle drain-lag, il convient de déterminer le bon jeu de paramètres permettant d'ajuster les résultats de mesure de $\text{Imag}(Y_{22})$ BF en simulation pour chaque température donnée [84]. La variation en température de la résistance d'émission est extraite à partir du décalage fréquentiel du lobe en fonction de la température, tandis que la variation du taux de piégeage K_D , est extraite de l'évolution de l'amplitude du lobe en fonction de la température. Ensuite, un tracé de l'évolution thermique de ces paramètres permet de définir leur modèle mathématique en fonction de la température. Une fonction linéaire est généralement suffisante pour ajuster la variation de taux de piégeage K_D , à travers le facteur $krel_D$, tandis que la dépendance thermique de la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} , et donc de la résistance d'émission R_{EMI_D} , est reproduite avec une fonction exponentielle [84] :

$$krel_D(T) = -a_1 \cdot T + b_1 \quad (\text{III.24})$$

$$R_{EMI_D}(T) = a_2 \cdot \exp(-b_2 \cdot T) \text{ et donc } \tau_{EMI_D}(T) = C_{TRAP} \cdot (a_2 \cdot \exp(-b_2 \cdot T)) \quad (\text{III.25})$$

Étant donné que le modèle établi prend également en compte l'hypothèse d'une forte dissymétrie entre les constantes de temps de capture et d'émission ($\tau_{EMI_D} \gg \tau_{CAP}$), la dépendance thermique du processus de capture n'est pas appliquée, et le reste des paramètres

de ce modèle de piège sont indépendants de la température.

La Fig.III.16 représente le modèle de drain-lag que nous avons modifié pour prendre en compte la température [84].

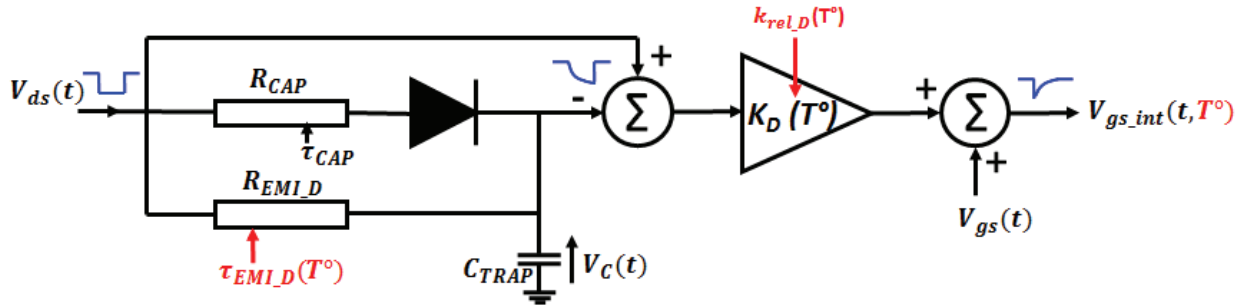


FIGURE III.16 – Schéma équivalent du modèle de drain-lag thermique [84].

Ce nouveau modèle de piège thermique permet de reproduire avec une bonne précision les résultats de mesures de $\text{Imag} Y_{22}$ BF pour les différentes températures ambiantes comme le montre la Fig.III.17.

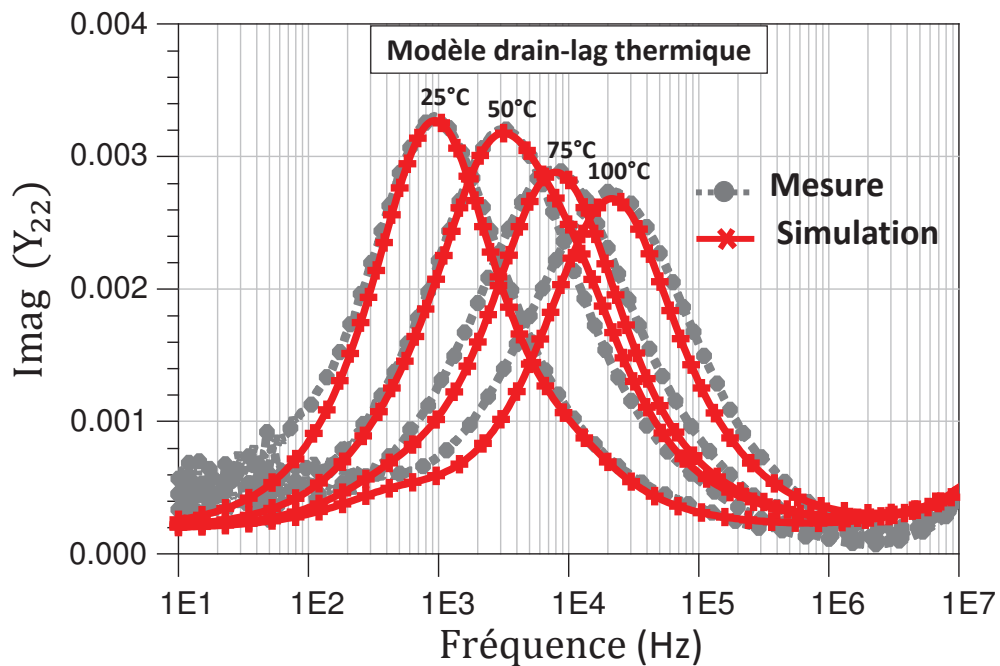


FIGURE III.17 – Comparaison de résultats de mesures et de simulations du modèle drain-lag thermique de la partie imaginaire de Y_{22} dans une gamme de fréquences de 100 Hz à 10 MHz à ($I_{ds0} = 100\text{mA}$ / $V_{ds0} = 30\text{V}$) pour différentes températures.

Cette comparaison permet de valider, sous excitation petit signal, le modèle non-linéaire électrothermique incluant le nouveau modèle de piège dépendant de la température. Cette validation reste cependant insuffisante de telle sorte que ce modèle de piège (Fig.III.16) sera

vérifié par rapport aux résultats de mesures temporelles et de mesure "Load-Pull" présentées dans les sections suivantes. Les paramètres de ce nouveau modèle de piège seront réajustés dans cette étude afin de reproduire les mesures complémentaires effectuées en grand signal, qui seront présentées dans la suite, tout en gardant un bon ajustement mesures/simulation des autres caractérisations déjà effectuées. Les valeurs finales de l'ensemble de ces paramètres seront donc indiquées à la fin de cette étude.

5.3 Mesures "Load-Pull"

Le modèle linéaire du transistor UMS $10 \times 275 \mu m$ a été tout d'abord validé sous une excitation à petit signal pour le point de polarisation correspondant au mode de fonctionnement de l'application RF ($I_{ds0} = 350 mA$; $V_{ds0} = 30V$) (Fig.II.6). Bien que ce modèle initial montre une bonne corrélation avec les résultats de mesures, il a été nécessaire d'exprimer différemment certains de ses paramètres : comme des équations non-linéaires électrothermique pour les capacités (C_{gs} et C_{gd}), ou pour certains de ses paramètres extrinsèques/intrinsèques. Enfin, afin d'illustrer la validité du modèle que nous avons établi, des comparaisons entre les paramètres [S] mesurés et simulés pour différentes polarisations de repos : ($I_{ds0} = 350 mA$; $V_{ds0} = 30V$) et ($I_{ds0} = 50 mA$; $V_{ds0} = 30V$) sont représentées dans la Fig.III.18 (a) et Fig.III.18 (b) sur une bande de fréquence [0.5-20 GHz].

A partir de la Fig.III.18 (a), nous pouvons constater que suite aux différentes étapes de modélisation, les résultats de simulation des paramètres [S] pour la polarisation de repos ($I_{ds0} = 350 mA$; $V_{ds0} = 30V$) sont moins fidèlement ajustés aux résultats de mesures réalisées dans les mêmes conditions. Cependant, l'écart (mesure/simulation) reste raisonnable, ce qui nous permet de valider le modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques sous une excitation à petit signal au niveau de cette polarisation de repos. La comparaison mesure/modèle des paramètres [S] pour la polarisation de repos ($I_{ds0} = 50 mA$; $V_{ds0} = 30V$) montre une bonne corrélation pour les coefficients de transmission (S_{21} et S_{12}). Les coefficients de réflexion (S_{11} et S_{22}) sont moins bien corrélés, mais la différence reste néanmoins faible permettant une validation sous une excitation à petit signal pour une polarisation de repos différente de celle de l'extraction du modèle.

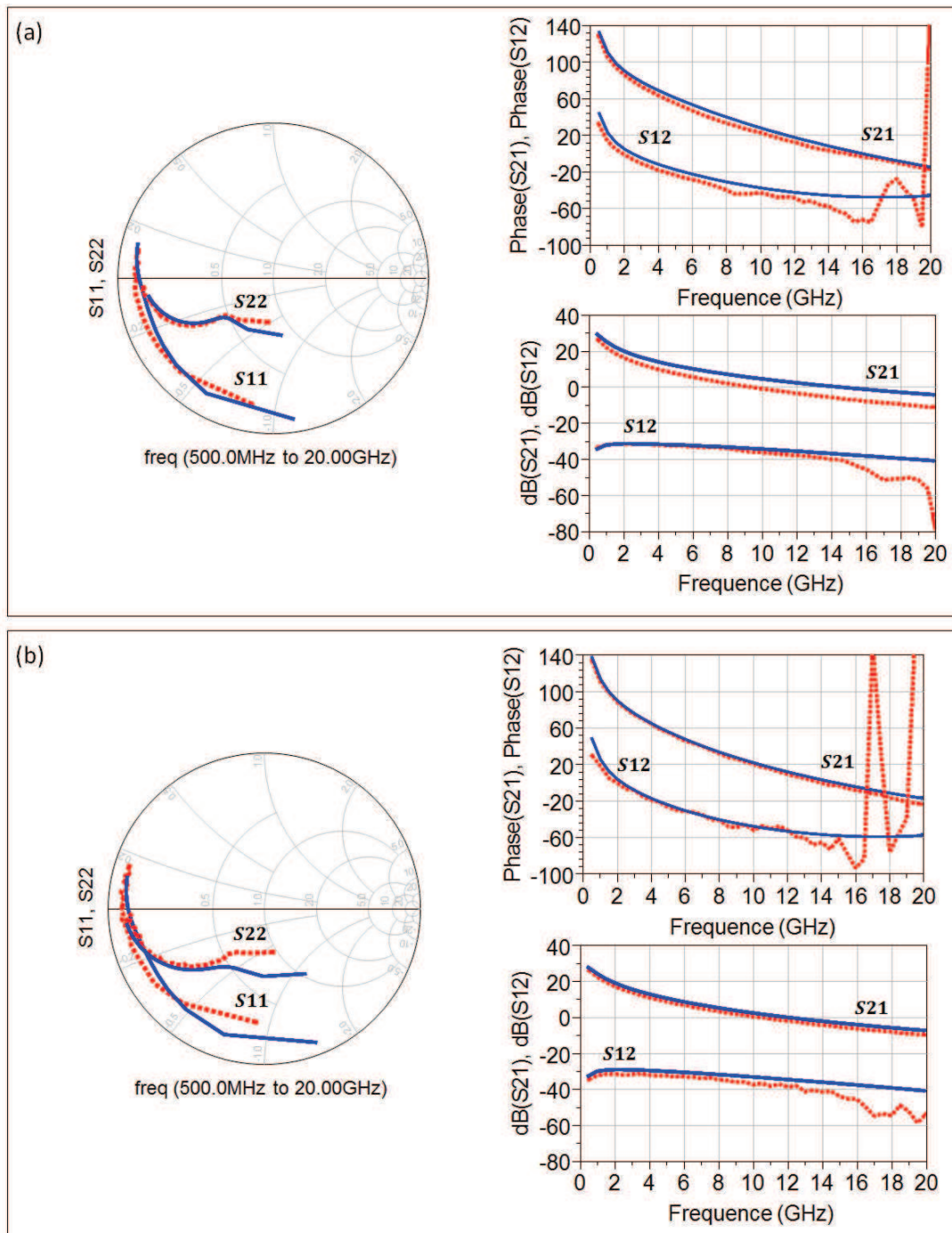


FIGURE III.18 – Comparaison des paramètres [S] du modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques (bleu) et de la mesure (rouge) sur une bande fréquentielle [0.5GHz 20GHz] pour (a) $I_{ds0} = 350\text{mA}$, $V_{ds0} = 30\text{V}$ et (b) $I_{ds0} = 50\text{mA}$, $V_{ds0} = 30\text{V}$ (UMS $10 \times 275\mu\text{m}$).

L'étape suivante concerne une validation en mode de fonctionnement à grand signal qui est la plus importante afin de juger la qualité du modèle en termes de reproduction des performances en puissance (rendement en puissance ajouté (PAE), gain, puissance de sortie,...). Dans ce cas, le modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques doit correspondre le plus fidèlement possible aux mesures RF. Dans la suite du paragraphe, nous pré-

sentons des comparaisons entre les mesures et les simulations "Load-Pull" pour différents points de polarisation.

Le système de mesure temporelle développé au sein d'XLIM, et représenté sur la Fig.III.19 ci-dessous, permet une caractérisation temporelle calibrée 4-canaux de type "Load-Pull". Cette caractérisation consiste à placer un dispositif sous test dans des conditions réelles de fonctionnement pour mesurer les 4 formes d'ondes temporelles (a_1 , b_1 , a_2 , b_2) au niveau du plan d'accès du transistor lorsque l'impédance de charge varie.

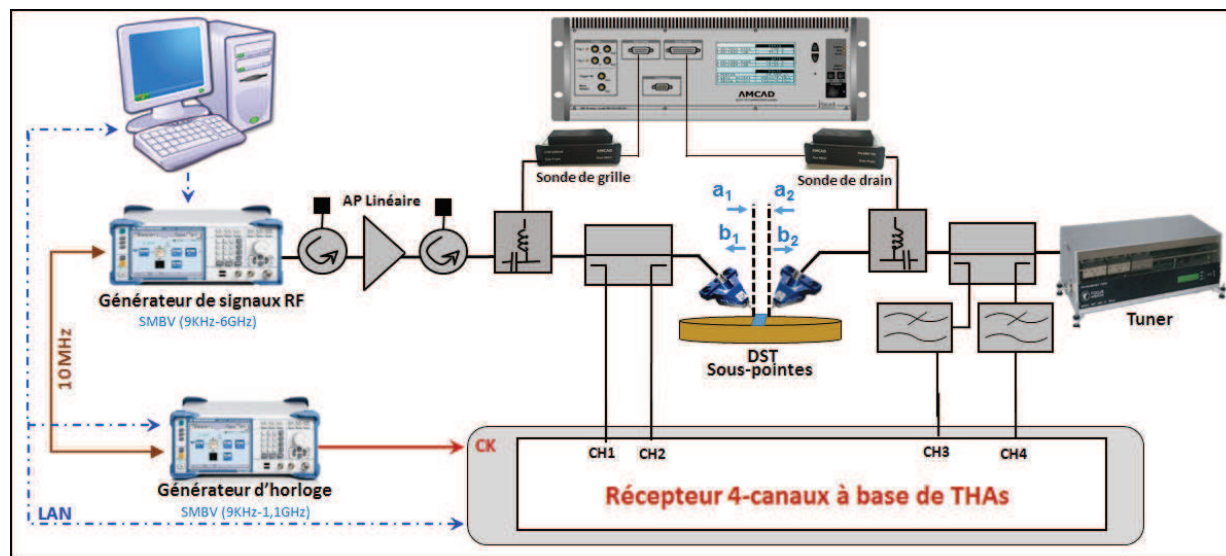


FIGURE III.19 – Synoptique du système de mesure pour la caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux.

Comme nous pouvons le voir dans la Fig.III.19, l'amplitude du signal d'entrée du transistor est contrôlée par l'association d'un générateur de signaux RF et d'un amplificateur de puissance permettant d'obtenir une puissance d'entrée suffisante pour un fonctionnement en régime non-linéaire du transistor. Deux filtres passe-bas ont été ajoutés sur les voies de mesure pour éviter le repliement des fréquences RF harmoniques. Le DST est polarisé grâce aux tés de polarisation par une alimentation continue qui est le BILT AMCAD.

Ce système de mesure temporelle est automatisé, que ce soit pour les procédures d'étalement ou pour les mesures elles-mêmes, en utilisant le logiciel Matlab [85]. Ainsi, l'acquisition des ondes temporelles est réalisée grâce à un système de traitement numérique inter-connecté avec le système de mesure par un bus GPIB.

La variation de l'impédance de charge pendant cette étude est effectuée avec la technique de charge passive permettant de faire varier la charge vue par le DST au moyen d'un tuner passif constitué d'une ligne RF passive avec une impédance caractéristique 50Ω et de plongeurs ou "Slugs".

Il existe une autre technique de variation d'impédance de charge appelée technique de la boucle active qui consiste à prélever une portion du signal transmis par le DST, à modifier son amplitude et sa phase avant de le réinjecter en sortie de celui-ci pour modifier le coefficient de réflexion en sortie du transistor et donc son adaptation en impédance. Cette technique permet de synthétiser des impédances de charges beaucoup plus faibles qu'en utilisant un tuner passif.

Afin de réaliser des mesures de puissance calibrées au niveau du plan d'accès du transistor, il faut tout d'abord effectuer la procédure d'étalonnage sous-pointes. En effet, comme le signal utilisé pour cette mesure est un signal CW de fréquence $f_0 = 3.525\text{GHz}$, ce banc doit être calibré à cette fréquence fondamentale afin de déterminer sa matrice de correction des erreurs de mesure. Puis, cette calibration est vérifiée grâce à une comparaison des formes d'ondes temporelles (a1 et b2) après la correction, pour des différents niveaux de puissance d'entrée.

Cet étalonnage est effectué pour une valeur d'impédance de charge de $50\ \Omega$. Cependant, les mesures vont être réalisées pour différentes valeurs d'impédance. Une vérification supplémentaire pour différentes valeurs d'impédances autre que $50\ \Omega$ est donc nécessaire pour valider l'étalonnage. Toutes les étapes de calibration de ce système de mesure (Fig.III.19) pour une mesure "Load-Pull" sont détaillées dans la thèse de L. Ayari [86].

Dés lors que notre système de mesure est calibré, le transistor UMS $10 \times 275\ \mu\text{m}$ est placé sous-pointes, puis un nuage d'impédances est généré pour chercher l'impédance optimale en puissance de sortie pour un maximum de PAE à la fréquence fondamentale. Cette impédance optimale correspond à la valeur $Z_{opt} = 18 + j29$.

Une fois l'impédance optimale de ce composant déterminée, le comportement fort signal est mesuré à cette valeur d'impédance de charge particulière avec un signal CW monoporteuse à la fréquence fondamentale f_0 . Afin de comprendre comment ce comportement RF est sensible à la classe de fonctionnement, nous avons mesuré les caractéristiques (PAE, gain, Pin, Pdc) en fonction de la puissance de sortie pour deux points de polarisations de repos Q1 : $I_{ds0} = 350\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.2\text{V}/V_{ds0} = 30\text{V}$) et Q2 : $I_{ds0} = 50\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.8\text{V}/V_{ds0} = 30\text{V}$). Ces résultats de mesure sont représentés en pointillés sur la Fig.III.20. Pour la polarisation Q1 à 350mA, autour de laquelle notre modélisation non-linéaire est effectuée, nous avons mesuré une puissance de sortie maximum de 40dBm (10W), avec un gain petit signal de 21.5dB et un rendement en puissance ajoutée (PAE) de 62%. Pour cette dernière polarisation, la comparaison entre les mesures et les simulations du modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques (Fig.III.20) décrit une bonne concordance.

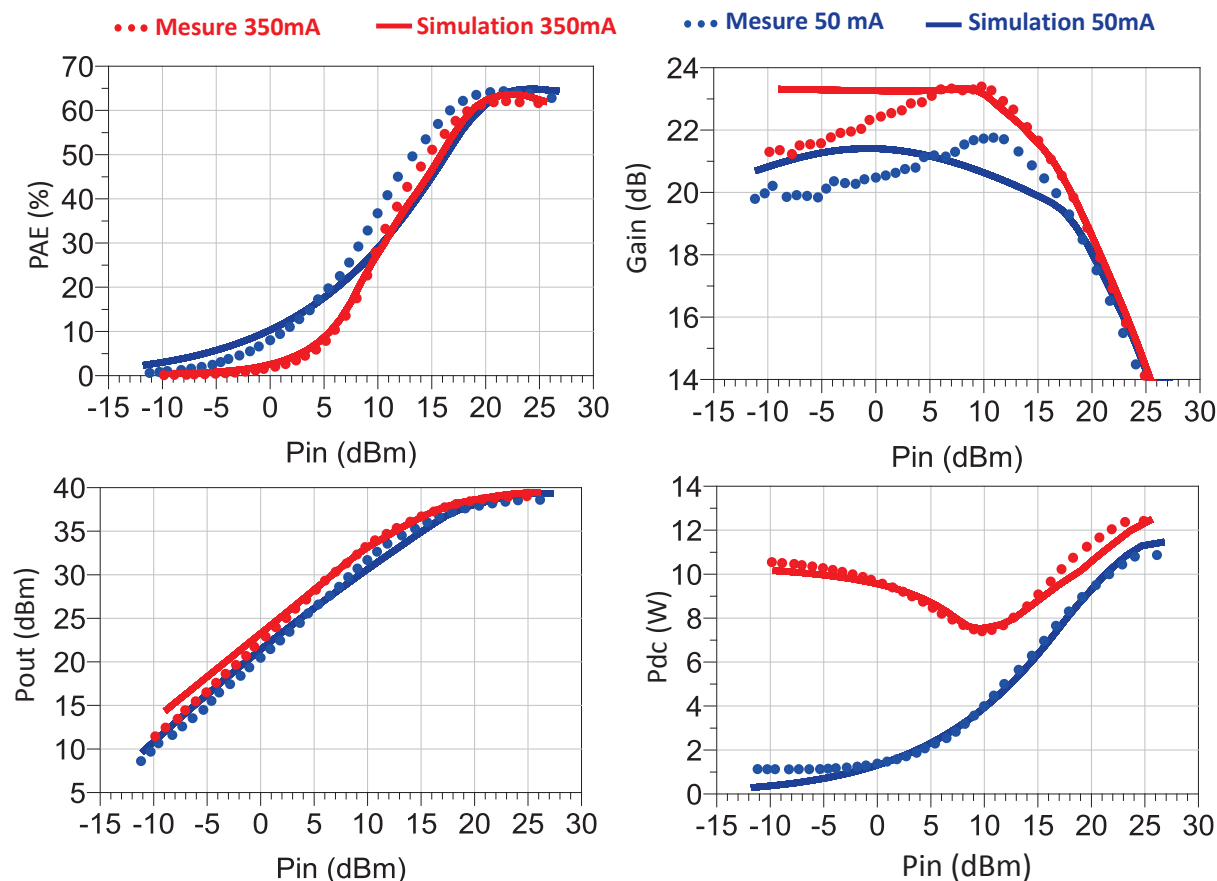


FIGURE III.20 – Comparaisons mesures/simulations (modèle complet) à 3.5GHz aux points Q1 : $I_{ds0} = 350\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.2\text{V}/V_{ds0} = 30\text{V}$) et Q2 : $I_{ds0} = 50\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.8\text{V}/V_{ds0} = 30\text{V}$), des caractéristiques de puissance (PAE, gain, Pout, Pdc) en fonction de la puissance d'entrée Pin pour une impédance $Z_{opt} = 18 + j29$.

Bien qu'un bon accord soit observé entre les mesures et la simulation pour Q1, l'écart entre les résultats dans le cas d'une polarisation au point Q2 à 50mA (en bleu dans la Fig.III.20) est moins négligeable. Cette différence s'explique par le fait que le modèle est réalisé pour un fonctionnement autour du point Q1 et non Q2. Toutefois, ce faible écart (mesure / simulation) permet de valider en partie le modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques réalisé pour une polarisation de repos différente de celle de l'extraction du modèle. Ces résultats vont nous permettre par la suite de comparer les résultats de stabilité P2P au niveau de cette polarisation.

On peut noter sur la Fig.III.20 l'impact des pièges sur la puissance Pdc et donc le courant moyen de sortie quand le transistor est polarisé au point Q1. Cette décroissance du courant dans la plage des puissances d'entrée faibles, est significative de la nature asymétrique des constantes de temps de capture des pièges. Ce phénomène de décroissance du courant moyen est observé seulement pour les puissances d'entrée variant de -10dBm à 10dBm.

Il est aussi intéressant de noter que le modèle incluant les sous-circuits de pièges permet de reproduire la forme du courant moyen mesuré lors de la mesure "Load-Pull", ce que ne

permet pas le modèle sans pièges [87] comme nous le verrons dans la suite dans le cadre de l'étude des effets mémoires sur les caractéristiques RF.

Afin de mettre en avant l'importance de la modélisation de pièges en fonction de la température, les mesures "Load-Pull" effectuées pour une impédance de charge Z_{opt} à une polarisation de repos $I_{ds0} = 350\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.2\text{V}/V_{ds0} = 30\text{V}$), sont comparées aux résultats de simulation du modèle non-linéaire électrothermique avec différentes configurations du modèle de pièges dans la Fig.III.21.

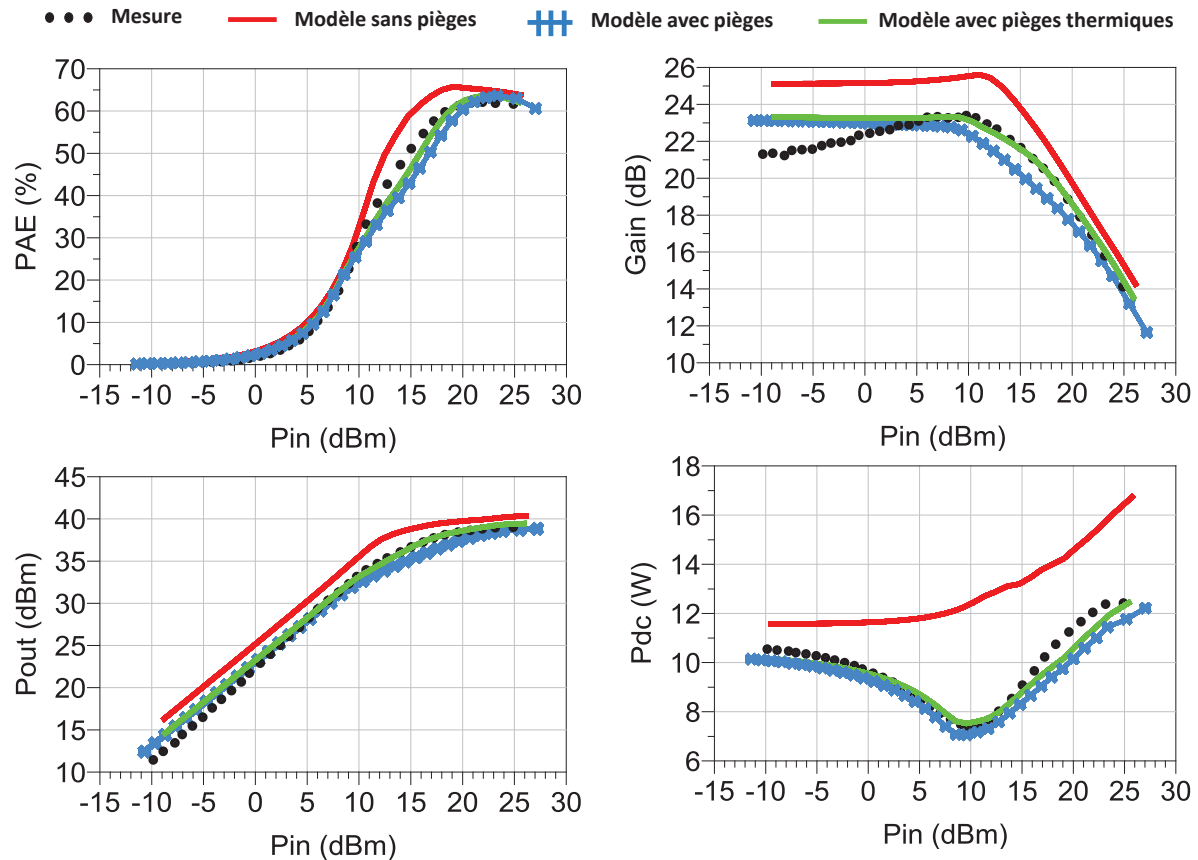


FIGURE III.21 – Mise en évidence de l'importance de la modélisation des pièges thermiques pour reproduire les performances de puissance : comparaison mesure/simulations à 3.5GHz pour une impédance de charge Z_{opt} et une polarisation de repos $I_{ds0} = 350\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.2\text{V}/V_{ds0} = 30\text{V}$).

À partir de la figure ci-dessus, nous pouvons constater que la simulation du modèle non-linéaire électrothermique, sans prendre en compte les sous-circuits de pièges, ne permet pas de retrouver les mêmes performances de puissance mesurées avec un plus grand écart mesure/simulation. Cependant, la mise en œuvre du modèle de piège non-thermique permet de se rapprocher de la mesure avec un écart beaucoup moins important. Enfin, le modèle de piège thermique reproduit les performances "Load-Pull" mesurées et réduit le décalage entre la mesure et le modèle. En effet, dans cette dernière configuration, le facteur d'amplification du piège K_D varie en fonction de la température et donc de la puissance injectée

au niveau du dispositif testé permettant de réduire encore le décalage entre la mesure et la simulation et d'avoir un meilleur ajustement.

Dans le but de juger l'impact de différents types de pièges sur l'évolution du courant moyen en fonction de la puissance d'entrée et mieux illustrer les pièges critiques lors du fonctionnement en puissance d'un transistor, nous avons effectué de multiples simulations avec diverses configurations de drain-lag et gate-lag qui sont comparées à la mesure dans la Fig.III.22 pour une impédance de charge Z_{opt} à une polarisation de repos $I_{ds0} = 350\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.2\text{V} / V_{ds0} = 30\text{V}$).

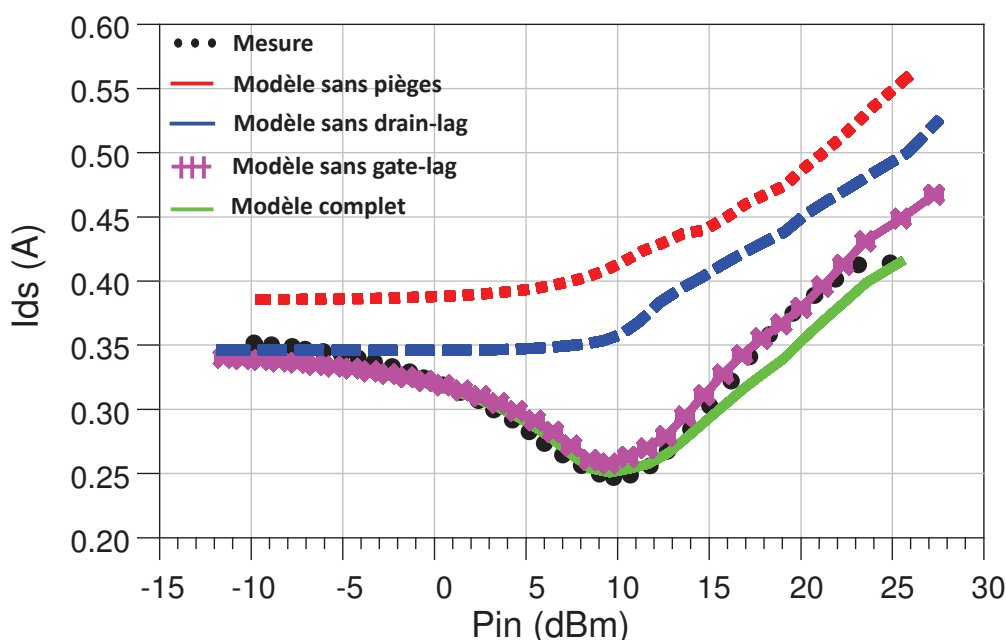


FIGURE III.22 – Mise en évidence de l'impact des différents types de pièges (drain-lag et gate-lag) sur l'évolution du courant moyen en fonction de la puissance d'entrée : comparaison mesure/simulations à 3.5GHz pour une impédance de charge Z_{opt} et une polarisation de repos $I_{ds0} = 350\text{mA}$ ($V_{gs0} = -3.2\text{V} / V_{ds0} = 30\text{V}$).

La première conclusion que l'on peut tirer de cette comparaison (Fig.III.22) est que l'imprécision du modèle quand les effets de pièges ne sont pas pris en compte est trop importante. Nous pouvons aussi remarquer que les deux effets de drain-lag et gate-lag ont chacun un impact sur le courant moyen avec un impact plus important du drain-lag. L'amélioration apportée par la prise en compte des effets de pièges est particulièrement notable et les résultats prouvent que les modèles de pièges sont d'un grand intérêt dans ce sens.

Bien que ce modèle non-linéaire permette de reproduire les caractéristiques "Load-Pull", qui devrait être la dernière étape de validation du modèle, il manque cependant de précision

pour reproduire les caractéristiques issues d'un signal radar, telles que le courant basse fréquence I_{ds_BF} et la stabilité pulse-à-pulse (P2P) pour lesquels les effets mémoires ne se comportent pas de la même manière qu'avec un signal CW. Dans la suite, de nouvelles mesures innovantes avec des rafales radar irrégulières vont être mises en oeuvre afin d'améliorer le modèle non-linéaire sans pour autant changer son architecture.

5.4 Impact des pièges sur les transitoires de courant

Les techniques de modélisation avancée des pièges ont été illustrées dans les parties précédentes par des mesures I-V impulsionnelles et de l'admittance de sortie Y_{22} à basse fréquence effectuées sur un transistor HEMT GaN 10 W à différentes températures.

Cette partie présente maintenant une nouvelle technique de mesure sous pointes dans le domaine temporel appliquée à des rafales irrégulières d'impulsions RF afin d'améliorer la modélisation électrothermique non-linéaire des pièges dans les HEMTs GaN. En effet, bien que nous ayons initialement développé la mesure temporelle sous-pointes des courants de drain basse fréquence I_{ds_BF} et des stabilités P2P pour les applications radar, il s'est avéré qu'une telle configuration de mesure présente un grand potentiel pour améliorer la modélisation non-linéaire électrothermique des pièges et mieux comprendre les différents comportements dynamiques des HEMTs GaN. Cela s'explique par le fait que les réponses du composant sont très sensibles à un train d'impulsions RF irrégulier comparé avec ses différentes constantes de temps thermiques et de piégeage. Cette caractérisation complémentaire est donc essentielle afin d'évaluer le comportement dynamique des transistors Al-GaN/GaN alimentés par des signaux modulés de puissance (CW impulsionnel). Contrairement aux conditions en mode CW continu, où les effets de pièges et la thermique sont fixés, les applications en mode impulsionnel peuvent créer des effets parasites notables qui ne peuvent plus être ignorés.

Pendant ces travaux de thèse, et en coopération avec des doctorants du laboratoire XLIM, nous avons mis au point un système spécifique de mesure de stabilité P2P, qui implémente un récepteur temporel à 4-canaux basé sur l'utilisation des THA "Track and Hold Amplifier" et utilise une technique de démodulation DQD "Digital Quadrature Demodulation" [86] pour l'extraction des enveloppes complexes RF qui sera détaillée dans le prochain chapitre. Bien que cette configuration présentée à la Fig.III.23 ait été initialement dédiée à la spécification radar de la stabilité P2P, elle démontre une grande capacité à améliorer et à valider les modèles thermiques et de pièges des transistors HEMTs GaN.

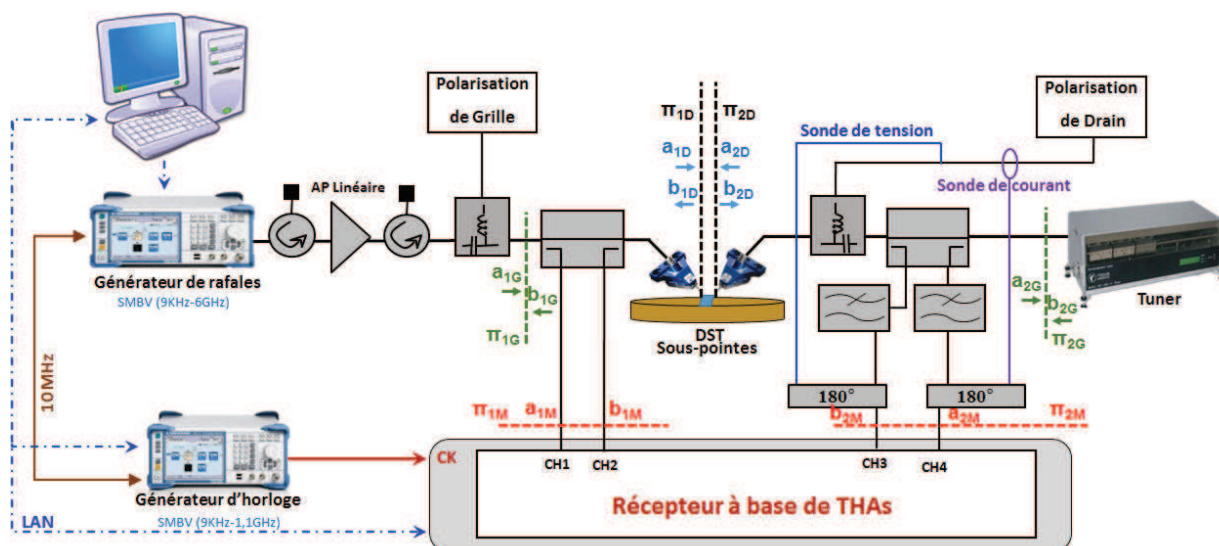


FIGURE III.23 – Synoptique du système de mesure temporelle RF et BF à base de THAs pour des rafales radar.

Comme le montre la Fig.III.23, le système de mesure temporelle sous-pointes développé permet de mesurer simultanément le courant et la tension de sortie basse fréquence avec une sonde de courant et une sonde de tension, ainsi que les formes d'ondes temporelles RF à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test à partir desquelles les stabilités P2P seront calculées et présentées dans le dernier chapitre. Le té de polarisation utilisé dans le banc de mesure permet de couvrir la bande BF (DC-400 MHz).

La mesure de l'évolution temporelle du courant basse-fréquence I_{ds_BF} requiert une procédure d'étalonnage BF qui s'effectue d'une manière simultanée à celle de la RF. Dans cette partie, nous nous intéressons uniquement à l'étalonnage BF qui s'effectue à l'aide d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) capable de générer un signal multitons BF [86]. La procédure de l'étalonnage RF sera présentée plus tard lors de l'étude de la stabilité P2P. Le signal multitons BF utilisé pendant cette étude est défini dans une bande de fréquences comprises entre 100 kHz et 10 MHz avec une résolution de 100 kHz.

Cette procédure d'étalonnage permet d'établir dans le domaine fréquentiel les relations entre les ondes de tensions des plans π_{2D} et π_{2M} (Fig.III.23) pour les N composantes fréquentielles constituant le signal multitons BF d'étalonnage définies par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{2D_BF}^N \\ b_{2D_BF}^N \end{bmatrix} = K_{BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N & \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2M_BF}^N \\ b_{2M_BF}^N \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Les vecteurs $[a_{2D_BF}^N, b_{2D_BF}^N]$ et $[a_{2M_BF}^N, b_{2M_BF}^N]$ correspondent respectivement aux ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons BF mesurées dans le plan de réf-

rence sous pointes π_{2D} et en sortie de l'unité de mesure π_{2M} de la Fig.III.23.

Le but de cette procédure d'étalonnage est donc de déterminer collectivement les quatre coefficients complexes inconnus de la matrice d'étalonnage ($K_{BF}^N, \beta_{2_BF}^N, \gamma_{2_BF}^N, \delta_{2_BF}^N$) pour toute la grille fréquentielle du signal multitons BF afin de se rendre au plus près du composant lors de la mesure BF. Cette procédure d'étalonnage BF s'effectue en plusieurs étapes :

- Étalonnage relatif BF sous pointes : permet d'extraire simultanément les trois coefficients complexes $\beta_{2_BF}^N, \gamma_{2_BF}^N$ et $\delta_{2_BF}^N$ à toutes les fréquences BF d'intérêt.

- Étalonnage absolu BF sous-pointes : le principe de réciprocité [88] [89] est appliqué à cette procédure d'étalonnage BF entre les plans π_{1G} et π_{2D} permettant d'établir la relation entre les ondes de tensions incidente et réfléchie des plans π_{1G} et π_{2M} comme si les standards étaient connectés dans le plan de référence sous-pointes. Il convient de rappeler que l'étalonnage absolu BF doit être effectué simultanément avec l'étalonnage absolu RF afin d'avoir un signal multitons d'étalonnage total (BF+RF) sur la même base temporelle.

- Étalonnage absolu BF dans le plan de sortie de référence sous pointes : permet de déduire le coefficient K_{BF}^N en amplitude et en phase pour toute la grille fréquentielle du signal d'étalonnage multitons BF.

Une fois que les coefficients de la matrice d'erreur sont extraits simultanément à toutes les fréquences BF, les ondes de tensions incidente et réfléchie mesurées dans le plan π_{2M} du système de mesure sont corrigées en utilisant l'équation (III.26) reliant les ondes mesurées et celles présentes dans les plans de référence sous pointes π_{2D} .

Maintenant que la procédure d'étalonnage est réalisée, l'étape suivante consiste à vérifier cette calibration avant de passer à la mesure afin de juger la qualité de l'étalonnage du système de mesure temporelle. Cette vérification repose sur la comparaison des ondes de tensions incidentes et réfléchies dans les différents plans d'étalonnage (π_{1G} et π_{2D}) avec un signal BF CW impulsionnel injecté à l'entrée BF du té de polarisation en connectant les deux pointes à la ligne "Thru" (Fig.III.23). Pour cette vérification, le système de mesure est chargé par une impédance 50Ω dans le plan du générateur π_{1G} .

Le principe de fonctionnement de ce système de mesure (Fig.III.23), ainsi que sa procédure d'étalonnage, sont bien détaillés dans la thèse de L. Ayari [86].

La Fig.III.24 représente le signal de test radar utilisé dans notre étude pour la caractérisation en stabilité P2P de l'émetteur. Ce signal a été défini à partir des spécifications indiquées

par "Thales Air Systems".

Les signaux radar sont très diversifiés selon les applications civiles et militaires visées. Que cela soit pour la durée de l'impulsion τ , la période de répétition des impulsions RF T_{PULSE} ou bien encore le temps de silence T_{OFF} , les choix sont nombreux. Pour notre étude, il a été ainsi nécessaire de définir un signal radar de référence qui sera utilisé pour l'ensemble de nos mesures. Toutes les mesures et simulations effectuées dans le cadre de cette étude correspondent à un signal de test radar irrégulier de 10 ms, composé de deux séquences temporelles successives et périodiques. La première séquence a une durée totale T_{ON} de 2ms, constituée de $N = 8$ impulsions RF périodiques avec une période de répétition des impulsions de $250\mu s$. Chaque impulsion RF @ 3.525 GHz a une largeur de $\tau = 50\mu s$ avec des temps de montée et de descente de $5\mu s$. La seconde séquence est un long silence avec une durée totale T_{OFF} de 8ms.

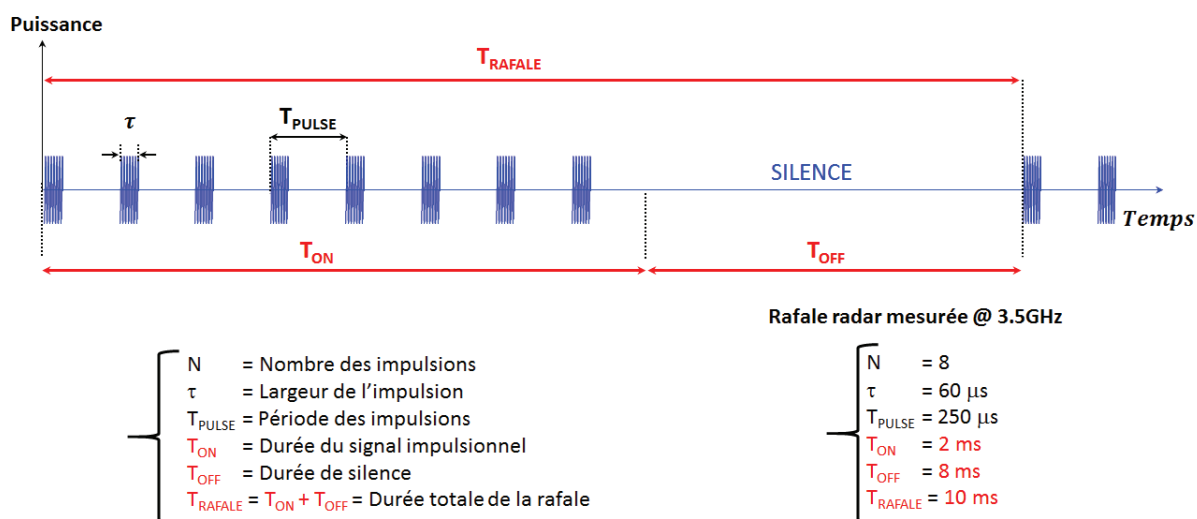


FIGURE III.24 – Signal de test radar irrégulier utilisé pour l'étude de l'évolution du courant de drain BF (I_{ds_BF}) et de la stabilité pulse à pulse (P2P) des transistors HEMTs GaN.

Ce train d'impulsions RF est généré par un générateur de signaux vectoriels RF (R&S, SMBV100A) [90] possédant l'option K6 [91] qui permet de créer les rafales de test désirées. Tous les paramètres de cette rafale peuvent être modifiés pour des études plus approfondies de la stabilité P2P, mais cela nécessite de refaire la calibration avec un signal d'étalonnage correspondant.

Pour la première fois, ce banc a permis de mesurer la stabilité P2P et les courants basse-fréquence au niveau d'un composant sous-pointes dans le cas du train d'impulsions RF irrégulier [92]. Cette étape est décisive pour améliorer la modélisation non-linéaire du composant HEMT GaN.

Dans le cadre de l'étude de l'impact de l'environnement de test sur la stabilité P2P, l'extraction de l'évolution temporelle des courants BF, qui nous intéressent particulièrement

dans l'investigation des effets de pièges, a été effectuée à la fréquence de 3.525 GHz pour différentes polarisations de repos (50mA, 125mA, 350mA), différents niveaux de compression RF (1dB, 3dB, 5dB) et différentes impédances de charges ($50 \Omega, Z_{opt}$) et ceci pour les deux transistors (UMS $10 \times 275 \mu m$ et QORVO $12 \times 210 \mu m$). Dans ce document, nous avons choisi de présenter, dans la Fig.III.25, la réponse temporelle du courant I_{ds_BF} à la rafale radar de test (Fig.III.24) pour le transistor UMS à une polarisation de repos (350mA/30V), au niveau de laquelle la modélisation non-linéaire a été effectuée tout au long de ce manuscrit, afin d'améliorer cette modélisation et mieux ajuster les paramètres des modèles de pièges.

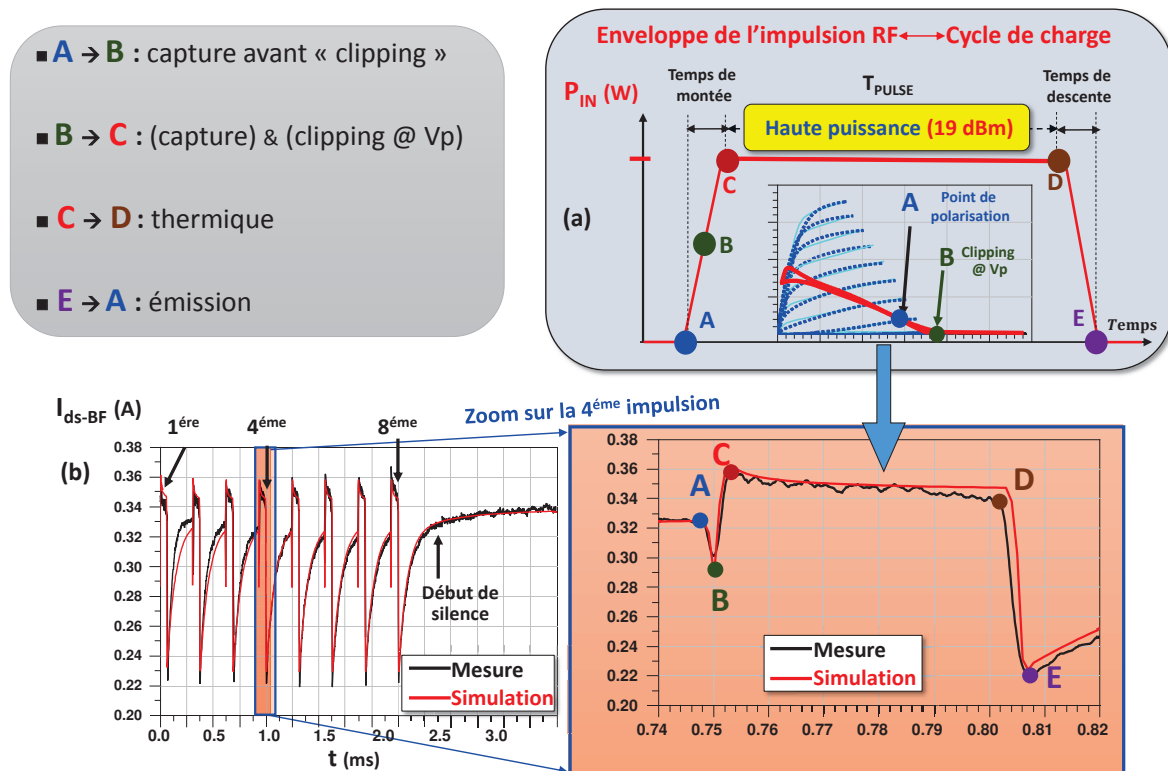


FIGURE III.25 – (a) Évolution temporelle de la puissance d'entrée d'une impulsion RF de la rafale radar; (b) Comparaison du courant de drain BF mesuré/simulé (zoom sur la 4^{ème} impulsion) à une impulsion de puissance d'entrée de 19 dBm de 50 μs de largeur, période de 250 μs , temps de montée/descente de 5 μs , $I_{ds0} = 0,35 A$, $V_{ds0} = 30 V$ pour Z_{opt} .

Cette mesure, représentée en noir dans la Fig.III.25 (b), est effectuée pour un niveau de puissance d'entrée ($P_{IN} = 19 dBm$), qui correspond à 3dB de compression, et une impédance de charge optimale pour un maximum de PAE ($Z_{opt} = 18 + j29$) déterminée à partir de la mesure "Load-Pull". Ces résultats ont permis de réajuster certains paramètres du modèle de piège thermique afin de reproduire, en simulation non-linéaire par transitoire d'enveloppe, cette évolution temporelle mesurée de I_{ds_BF} [92]. Les résultats de simulation de I_{ds_BF} du modèle réajusté sont représentés en rouge dans la Fig.III.25 (b) et montrent une bonne corrélation avec la mesure. Les valeurs finales des paramètres du modèle de piège

thermique seront données à la fin de ce manuscrit, après que les paramètres du modèle non-linéaire complet aient été à nouveau réajustés grâce aux mesures de la stabilité P2P.

La Fig.III.25 (a) représente la variation de la puissance d'entrée dans chaque impulsion RF de la rafale radar. Le côté gauche de Fig.III.25 (b) illustre une comparaison entre la réponse temporelle mesurée et simulée de I_{ds_BF} le long du train d'impulsions entier, tandis que le côté droit montre un "zoom" sur la quatrième impulsion afin de visualiser très finement l'évolution entre les points A et B, et mieux comprendre le comportement dynamique du dispositif testé. Cette comparaison permet de révéler plus d'informations sur les effets mémoires et la non-linéarité.

Entre A et C sur la Fig.III.25 (a), la puissance d'entrée RF augmente pendant le temps de montée de $5\mu s$, passant de $0W$ à $19dBm$, ce qui augmente également la tension de drain instantanée maximale V_{ds_max} atteinte par le cycle de charge. Il convient de rappeler que l'effet de capture est proportionnel à la valeur maximale V_{ds_max} atteinte par le cycle de charge RF à 3,5 GHz. Par conséquent, comme le temps de montée est beaucoup plus long que la constante de temps de capture τ_{CAP} et beaucoup plus court que la constante de temps d'émission τ_{EMI} , seule la capture se produit entre A et C, et I_{ds_BF} devrait donc diminuer proportionnellement à l'augmentation de la puissance d'entrée et de V_{ds_max} , c'est exactement ce que l'on observe mais seulement de A jusqu'au point B. Par la suite, entre B et C, le courant de drain I_{ds_BF} commence à augmenter. En effet, au niveau de puissance B, le cycle de charge du transistor atteint le pincement de sorte que le courant de drain RF s'écrête ("clipping") à zéro, et ainsi son niveau de repos augmente avec la puissance jusqu'à C.

En réalité, les mécanismes de "clipping" et de capture sont tous les deux présents entre B et C, mais l'augmentation de I_{ds_BF} , due à un "clipping" à zéro au niveau du pincement, dépasse la diminution de I_{ds_BF} , due à l'effet de capture des pièges. Par la suite, entre C et D, la puissance d'entrée et le V_{ds_max} sont constants, de sorte que les pièges restent remplis, tandis qu'une légère diminution de I_{ds_BF} est observée en raison d'un léger effet thermique autour du maximum de PAE. Enfin, entre D et E, la puissance d'entrée et V_{ds_max} diminuent pendant le temps de descente, par conséquent le courant I_{ds_BF} retombe à sa valeur avant le "clipping" à zéro moins la partie capturée entre A et C. Au-delà de E, on peut observer la lente récupération du courant de drain I_{ds_BF} due au lent mécanisme d'émission.

Sur la Fig.III.25 (b), le courant I_{ds_BF} au point A avant la quatrième impulsion est égal au niveau récupéré pendant la durée de la troisième impulsion. En effet, cette valeur récupérée de I_{ds_BF} est inférieure au courant de repos (350 mA) puisque le temps d'arrêt de $190\mu s$ est plus court que τ_{EMI} . Seul le long silence après la dernière impulsion RF permet la récupération totale par émission. Enfin, la pente négative de capture entre A et B est liée à la valeur du niveau de piégeage K , tandis que la récupération du courant au cours du dernier silence permet de fournir des données complémentaires pour la modélisation des constantes de temps

d'émission.

Les mêmes mesures de réponse en courant de drain I_{ds_BF} au train d'impulsions irrégulier ont été effectuées à des niveaux de puissance inférieurs. Un exemple pour une puissance d'entrée de 10dBm est représenté dans la Fig.III.26. A partir de cette figure, nous pouvons constater qu'en dessous de 10 dBm de puissance d'entrée, la tension de grille RF n'est pas suffisante pour atteindre le courant de "clipping" au pincement, et nous avons donc seulement mesuré la diminution de I_{ds_BF} due à la capture entre A et C suivie par une lente récupération due à l'émission au-delà de E.

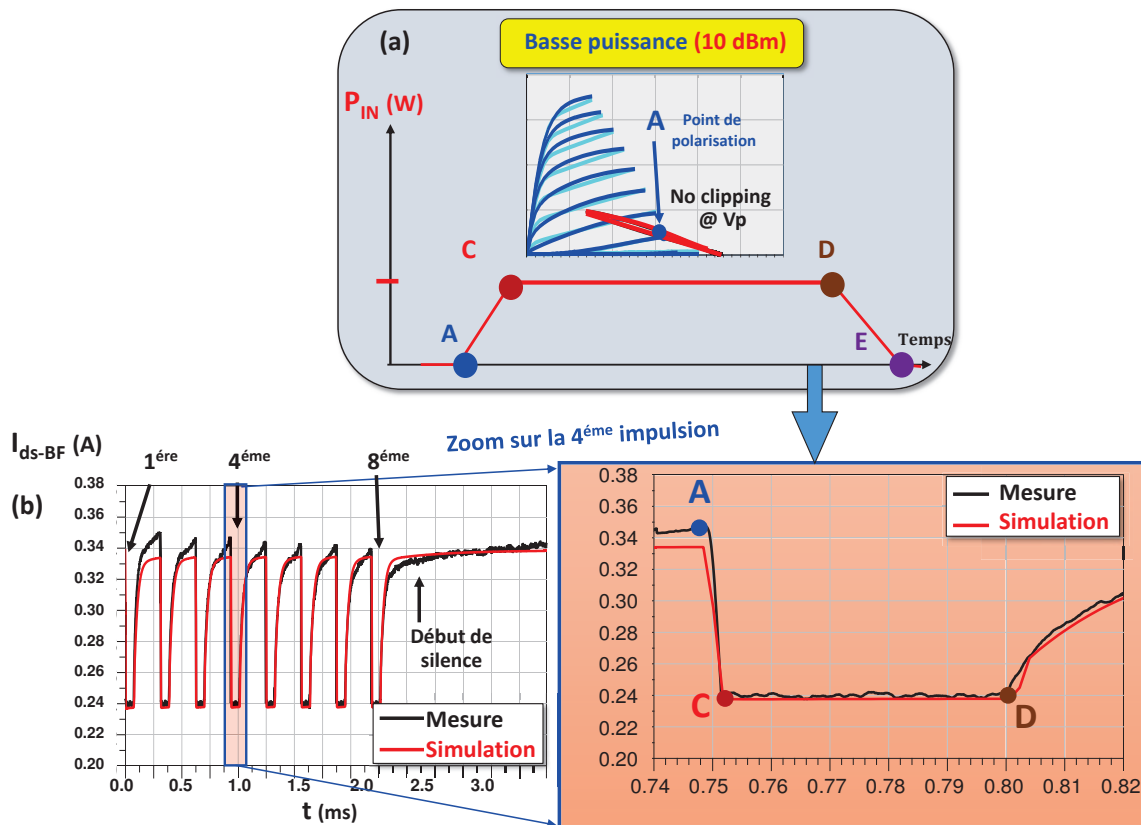


FIGURE III.26 – (a) Évolution temporelle de la puissance d'entrée d'une impulsion RF de la rafale radar; (b) Comparaison du courant de drain BF mesuré/simulé (zoom sur la 4^{ème} impulsion) à une impulsion de puissance d'entrée de 10 dBm de 50 μs de largeur, période de 250 μs , temps de montée/descente de 5 μs , $I_{ds0} = 0,35 A$, $V_{ds0} = 30 V$ pour Z_{opt} .

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le processus de modélisation des pièges thermiques d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN mis en oeuvre dans ces travaux. Dans la première partie de ce chapitre, les concepts théoriques sur les phénomènes de capture/émission ainsi que

le mécanisme de piégeage sont illustrés car l'importance de leurs compréhensions permet de mieux interpréter les résultats de mesures effectuées par la suite. Puis, les sous-circuits de gate-lag et drain-lag développés lors de travaux de recherche précédents [6], et sur lesquels est basée la modélisation de pièges mis en oeuvre, sont illustrés et leurs principes de fonctionnement ont été présentés.

Ensuite, après avoir évoqué brièvement quelques méthodes électriques permettant de caractériser les pièges (DLTS, DLOS, relaxation isotherme), nous avons présenté les méthodes et les configurations associées à l'étude développée au cours de la thèse. Cette étude des pièges est basée sur des mesures I-V impulsionnelles à différentes polarisations de repos qui permettent une première validation du modèle de pièges initial non-thermique utilisé. Par la suite, la mesure de l'admittance de sortie basse fréquence Y_{22} du transistor étudié a été réalisée à différentes températures afin de fournir une analyse des pièges. À partir des mesures dépendant de la température de la partie imaginaire de Y_{22} , et à l'aide du tracé d'Arrhenius, nous avons pu extraire la signature du piège détecté, notamment l'énergie d'activation (E_a) ainsi que la section de capture σ_n .

Par la suite, un des objectifs de ce travail est de proposer un nouveau modèle de piège thermique permettant de mieux prendre en compte la complexité des phénomènes observés en stabilité P2P. Les données de mesures de l'admittance de sortie basse fréquence Y_{22} à différentes températures sont ainsi utilisées pour la réalisation d'un sous-circuit de drain-lag thermique dont les principaux paramètres, la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} et le taux de piégeage K_D sont dépendants de la température afin de remplacer le modèle de piège initial et reproduire avec précision les résultats de $\text{Imag}(Y_{22})$ mesurés pour différentes températures.

Le modèle non-linéaire électrothermique et de piège thermique développé pendant ce travail parvient à retrouver un bon accord avec les résultats des paramètres [S] mesurés en petit signal à différentes polarisations de repos, mais aussi en large signal RF avec les performances de puissance (PAE, gain, Pdc, Pout) mesurées lors d'une caractérisation "Load-Pull" à 3.525GHz à l'aide d'un banc de mesure 4-canaux développé à XLIM. L'importance de la modélisation des effets de pièges est illustrée à travers une comparaison des différentes simulations réalisées avec différentes configurations de modèle de piège et la mesure des performances "Load-Pull". L'impact des différents types de pièges est également mis en évidence par l'analyse de la variation du courant moyen en fonction de la puissance d'entrée avec et sans prise en compte de gate-lag et drain-lag montrant la grande influence de ce dernier.

Enfin, une recherche plus approfondie sur le comportement des effets mémoires face à un train d'impulsions irrégulier est effectuée au plus près du composant grâce à des me-

sure temporelles sous pointes spécifiques d'un HEMT GaN. Cette caractérisation a nécessité le développement d'un système de mesure temporelle d'enveloppe conçu principalement pour l'étude d'un critère radar (la stabilité P2P). Ce banc de mesure est capable de mesurer simultanément les enveloppes RF à l'entrée et à la sortie du DST mais aussi le courant basse fréquence I_{ds_BF} à la sortie du composant. Certains exemples de comportements du courant I_{ds_BF} démontrent la capacité de telles mesures à obtenir une meilleure représentation des différents comportements dynamiques des HEMTs GaN, car leurs réponses sont très sensibles aux paramètres de synchronisation du train irrégulier d'impulsions RF par rapport à leurs différentes constantes de temps thermiques et de piégeage. L'exploitation de la mesure I_{ds_BF} appliquée à des trains d'impulsions radar irréguliers a montré également un grand potentiel afin d'améliorer la modélisation non linéaire des effets de piégeage dans un HEMT GaN.

Bien que le modèle non-linéaire complet développé jusqu'à maintenant, avec un modèle de piège thermique, permet de bien reproduire toutes les caractérisations présentées, il faut cependant retoucher certains de ses paramètres afin d'avoir un modèle final dont les simulations soient en accord avec les mesures de la stabilité P2P sans pour autant dégrader sa précision vis à vis des mesures antécédentes. Cela constituera la problématique du dernier chapitre avec l'objectif de se rapprocher le mieux possible du fonctionnement réel d'un transistor pour améliorer la phase de CAO d'un amplificateur de puissance.

Chapitre **IV**

La stabilité pulse à pulse (P2P) comme outil de modélisation des HEMTs AlGaN/GaN

Sommaire

1	Introduction	117
2	Mesures de la stabilité P2P	118
2.1	Historique	118
2.2	Mesures temporelles sous pointes	120
3	Impact de l'environnement de test sur les résultats de mesures de la stabilité P2P	131
4	Simulation non-linéaire de la stabilité P2P	136
5	Confrontation mesure-modèle en réponse à des rafales radar	140
5.1	Amélioration du modèle électrique de piège	140
5.2	Impact des effets mémoires sur les performances RF et BF	143
6	Discussion et perspectives	146
7	Conclusion	149

1 Introduction

Au cours des chapitres précédents, un modèle non-linéaire électrothermique intégrant un nouveau modèle de pièges thermiques a été établi suivant les différentes phases de modélisation décrites précédemment qui nécessitent chacune certaines caractérisations spécifiques. Ce modèle a été validé par des mesures en puissance ainsi que des mesures temporelles du courant I_{ds_BF} grâce auxquelles certains paramètres ont été réajustés afin d'avoir une meilleure prédiction du comportement dynamique du transistor étudié. Bien que les comparaisons mesures/modèle effectuées aient montré une bonne corrélation, nous verrons que ce modèle doit encore être affiné pour être capable de représenter les performances mesurées en termes de stabilité pulse à pulse (P2P) pour les applications radar. En effet, le critère de stabilité P2P, présenté dans le premier chapitre, est l'une des performances critiques d'un émetteur radar impulsionnel permettant d'assurer sa capacité à éliminer les échos fixes et les fausses alarmes. Une excellente stabilité P2P de l'émetteur est donc requise pour la suppression des parasites dans le traitement des signaux radar, car elle quantifie la qualité de répétabilité entre les impulsions RF adjacentes d'une rafale émise par le radar. Ce critère radar est primordial au même titre que la puissance, le rendement ou le gain. Il est donc d'une grande importance d'étudier ce critère au plus près du composant (au niveau du transistor) pour améliorer sa modélisation afin de le prendre en compte dès la phase de conception d'un amplificateur de puissance.

Les principaux travaux effectués sur le critère de la stabilité P2P, d'un émetteur à l'état solide et de ses amplificateurs de puissance, ainsi que certains systèmes de mesures utilisés pendant ces études seront synthétisés dans la première partie de ce chapitre. Puis, le système de mesure temporelle développé pour une première mesure sous-pointes de stabilité P2P d'un transistor GaN avec un train d'impulsions irrégulières sera illustré avec sa procédure d'étalonnage RF. L'utilisation de ce banc nous permettra d'étudier l'impact de l'environnement de test sur la stabilité P2P (puissance, charge, polarisation).

Un autre point important de ces travaux porte sur la simulation non-linéaire de formes d'ondes complexes au niveau transistor lorsqu'il est soumis à des trains d'impulsions irrégulières. Ainsi, certaines mesures de stabilité P2P effectuées seront confrontées aux résultats de simulations afin d'améliorer la modélisation établie pour le transistor UMS $10 \times 275 \mu m$. Les valeurs finales des sous-circuits drain-lag et gate-lag seront affinées dans ce chapitre pour obtenir un meilleur accord mesure/simulation pour la stabilité P2P. Dans la dernière partie de ce chapitre, un exemple de comparaison de la stabilité P2P entre les différents transistors étudiés pour un environnement de test donné sera présenté et discuté. Enfin, les perspectives liées à ces travaux seront présentées.

2 Mesures de la stabilité P2P

2.1 Historique

Une étude bibliographique sur les travaux de recherche liés à la stabilité P2P a été synthétisée dans un tableau à la fin du premier chapitre montrant que ces travaux ont réellement été initiés au début des années 90, et plus concrètement avec C. Salmer [38] qui a contribué à l'étude de la stabilité P2P d'un émetteur à l'état solide (STT). Cependant, ce critère de stabilité P2P n'a jamais été quantifié au niveau d'un transistor, ce qui constitue l'objectif de ce dernier chapitre afin d'étudier l'impact des effets mémoire sur ce critère et de l'exploiter pour améliorer la modélisation non-linéaire électrothermique établie jusqu'à présent pendant ces travaux de thèse.

Avant de présenter les travaux réalisés lors de la thèse sur la stabilité P2P et les nouveaux moyens de mesures développés, une rétrospective des différents bancs mis en oeuvre au préalable va être développée ici. Le premier banc de mesure homodyne (HP16500A) de la stabilité P2P d'un STT a été présenté dans [32] permettant d'évaluer les stabilités P2P d'amplitude et de phase, pour différents niveaux de puissance d'entrée ainsi que différentes rafales de test à un point donné généralement localisé au milieu de l'impulsion en utilisant les équations illustrées au premier chapitre. L'architecture de ce banc de mesure est représentée dans la Fig.IV.1.

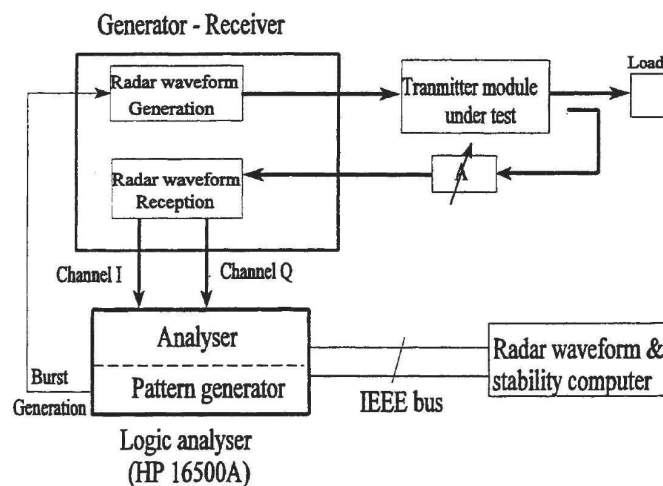


FIGURE IV.1 – Banc de mesure homodyne de la stabilité P2P [38].

Ce système de mesure a été utilisé au sein de "Thalès" pour évaluer les performances d'un grand nombre de (SST). Les résultats de ces mesures ont montré que la stabilité P2P d'un SST est meilleure que celle d'un émetteur à tube micro-onde. Pour atteindre de tels résultats, de nombreuses études ont été réalisées telles qu'un blindage approprié permettant de réduire le couplage parasite électromagnétique et améliorer donc la stabilité P2P d'un

facteur important (20 dB), ou aussi grâce à un choix approprié de durée d'impulsion et de dispositif d'alimentation avec une amélioration de 15 dB.

Étant donné l'importance de la stabilité P2P dans les applications radar, il était nécessaire de descendre la hiérarchie des études du niveau système vers le niveau fonction telle que l'amplificateur de puissance. L'investigation de ce critère au niveau d'un amplificateur de puissance GaN, étant le composant le plus critique dans un système radar moderne, a commencé avec les travaux de recherche de J. Deprato réalisés au sein du laboratoire XLIM [93]. Un banc de mesure hétérodyne d'enveloppe de la stabilité P2P, présenté à la Fig.IV.2, a été spécialement développé pendant ces travaux de thèse permettant l'étude de divers cas de rafales pour quantifier l'impact sur les valeurs de la stabilité P2P.

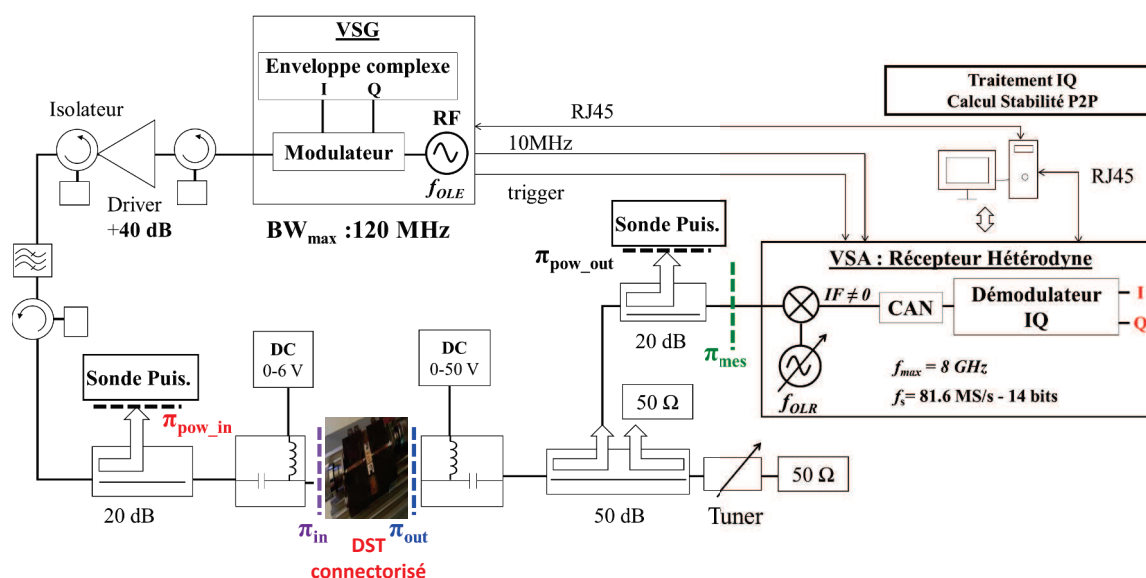


FIGURE IV.2 – Banc de mesure d'enveloppe hétérodyne développé à XLIM [93].

Parmi les principales conclusions tirées de ces travaux de thèse, nous pouvons citer la forte influence de la durée du silence sur les niveaux des stabilités P2P d'amplitude et de phase. En effet, l'amplificateur de puissance mesuré a montré une amélioration de cette performance d'environ 15dB quand le silence entre les rafales passe de 8ms à 1ms comme nous pouvons le remarquer dans la Fig.IV.3. De plus, l'influence majeure de la première impulsion de la rafale a été illustrée au travers d'un traitement de données de mesure ne prenant pas en compte la première impulsion qui a montré une amélioration significative de la stabilité P2P d'environ 10dB.

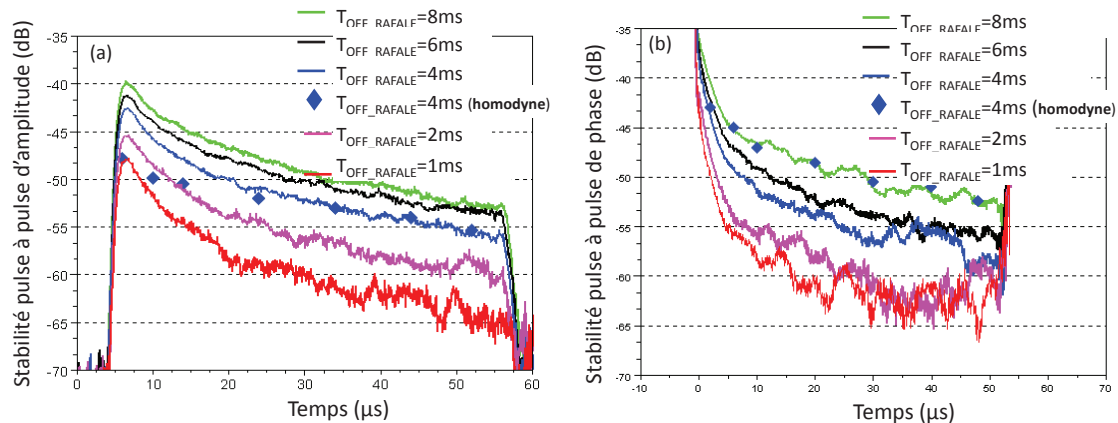


FIGURE IV.3 – Impact de la durée de silence sur la stabilité P2P d’amplitude (a) et de phase (b) d’un amplificateur de puissance GaN [93].

L’impact de la durée des impulsions (τ) et du rapport cyclique (ρ) sur la stabilité P2P a été également étudié [35] de même que le contrôle de la polarisation de grille impulsionnelle pour améliorer la stabilité P2P [94].

Finalement, certains résultats de stabilité P2P ont été exploités pour optimiser le modèle électrique non linéaire du transistor HEMT GaN, utilisé lors de la conception de l’amplificateur de puissance, afin de prendre en compte lors des simulations temporelles d’enveloppe les effets de la thermique et des pièges. Cette dernière étude a montré l’importance de la modélisation des effets mémoires, qui ont un impact direct sur les niveaux de stabilités P2P simulés, afin de retrouver les résultats mesurés. La confrontation mesure/simulation de la stabilité P2P a montré un potentiel énorme pour affiner et améliorer la modélisation non linéaire des HEMTs GaN. De ces premiers résultats est donc née l’idée de reprendre certaines notions des activités de recherche de J. Delprato pendant ces travaux de thèse, mais cette fois au niveau d’un transistor GaN, sans les circuits d’adaptations et donc au plus près du composant, afin d’améliorer la modélisation des HEMTs GaN et fournir un modèle plus précis au concepteur avant de passer à la phase de conception d’un amplificateur de puissance.

2.2 Mesures temporelles sous pointes

Les systèmes de mesure de la stabilité P2P développés récemment ont été mis en oeuvre uniquement pour des amplificateurs 50 Ω connectés. L’étude de ce critère au niveau d’un transistor HEMT GaN nécessite le développement d’un banc de mesure sous-pointes spécifique. C’est ainsi qu’une configuration distinctive en implémentant un récepteur temporel 4-canaux innovant, fondé sur l’utilisation de THA (Track-and-Hold Amplifier) et la technique d’extraction d’enveloppe DQD (Digital Quadrature Demodulation) a été développé pour cette thèse. Ce système de mesure permet de s’affranchir des limites de bancs déjà exis-

tants, notamment en ce qui concerne l'extraction du courant BF à la sortie du DST présentée au chapitre III.

Le synoptique du système de mesure temporelle RF 4-canaux, couplé à une station sous pointes, est représenté par la Fig.IV.4 [95].

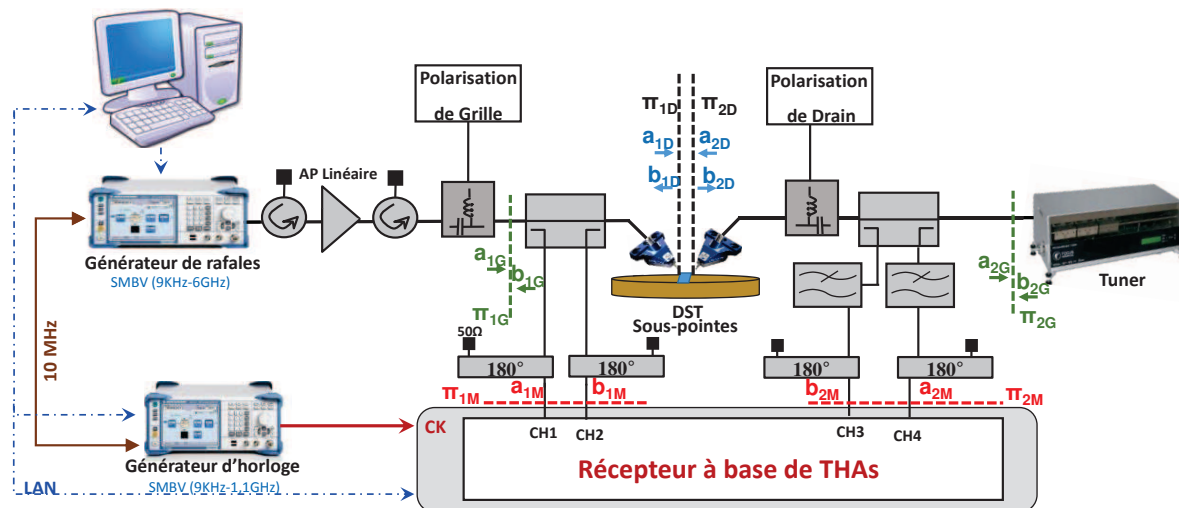


FIGURE IV.4 – Synoptique du système de mesure temporelle RF [95].

Les signaux d'excitation dans ce banc sont générés par un générateur de signaux vectoriels RF (SMBV100A), suivi d'un amplificateur linéaire d'instrumentation afin d'atteindre le niveau de puissance souhaité à l'entrée du DST. Les coupleurs bidirectionnels large bande (2-18GHz) permettent de mesurer simultanément les ondes temporelles à l'entrée et à la sortie et ainsi de ne pas mélanger les signaux incidents et réfléchis aux accès du DST. Ensuite, des coupleurs hybrides (180°) permettent d'envoyer les signaux incidents et réfléchis d'entrée et de sortie en mode différentiel vers les entrées différentielles de quatre récepteurs THAs (13GHz de Bande passante, 2Géch/s). Ces signaux sont par la suite numérisés à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (CAN) 4-canaux qui possède les caractéristiques suivantes :

- Vitesse d'échantillonnage très élevée : 420Méch/s
- Haute résolution : 12bits

La même horloge de 10MHz générée par un AWG est utilisée pour le CAN et les THAs dans l'intention de rendre le système moins complexe. Tous les éléments du banc sont connectés au PC (par liaison GPIB ou bien un câble TCP/IP), à l'aide d'une couche logiciel, afin de faciliter le contrôle et la génération des signaux ainsi que pour faire le traitement des données d'acquisition à travers un outil software qui est ici Matlab.

Le Tableau IV.1 permet de récapituler les principales performances du système de mesure temporelle développé à XLIM :

Spécification	Performances
Bande passante	13GHz (2Géch/s) (peut atteindre 32 GHz avec d'autres THAs [96])
Puissance maximale	100 W (puissance supportée par les coupleurs bi-directionnels)
Dynamique	70 dB
Fréquence d'échantillonnage virtuelle	Supérieure à 1 Téch/s
Nombre maximal d'échantillons	4 Méch/s (acceptés par le CAN)
Système de pilotage et traitement de données	Matlab [85]

Tableau IV.1 – Performances du système de mesure 4-canaux

2.2.1 Architecture "Track and Hold" ou THA

Le signal d'intérêt à mesurer est un signal à haute fréquence bien au-delà du taux d'échantillonnage du CAN, ce qui implique la nécessité de mettre en oeuvre un sous-échantillonnage. La limitation de cette approche est que les CANs actuels n'ont généralement pas suffisamment de bande passante [97] pour ces mesures à large bande. Comme le montre la Fig.IV.5 ci-dessous, ce système d'échantillonnage THA est formé de deux niveaux (maître et esclave) mis en cascade et déclenchés avec un déphasage de π l'un par rapport à l'autre dans l'objectif d'améliorer la vitesse de conversion du système. Un amplificateur suiveur de tension est placé devant chaque niveau, disposant d'une grande impédance à l'entrée, et d'une très faible impédance de charge à la sortie, avec l'intention d'améliorer la bande passante.

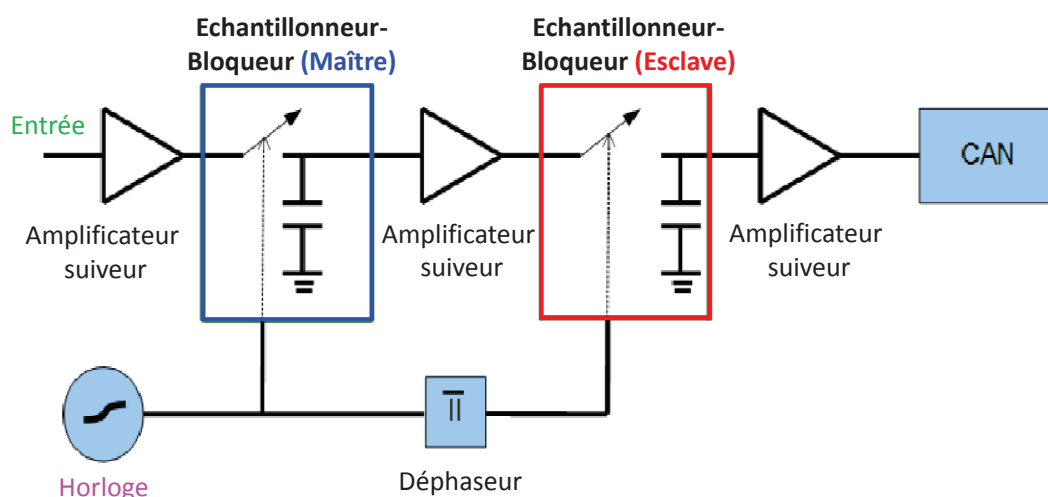


FIGURE IV.5 – Schéma de principe de l'architecture "Track and Hold".

Le principe de fonctionnement de l'échantillonneur-bloqueur (Maître) de cette architecture peut être décrit comme suit :

- Pendant la première demi-période de l'horloge, le circuit est ouvert, le signal reste donc bloqué sur son état à l'instant d'échantillonnage, ce qui correspond à son mode «Hold».
- Pendant la deuxième demi-période de l'horloge, le circuit est fermé, l'échantillonneur bloqueur passe en mode suiveur «Track» pour recopier tout ce qui se passe sur la voie d'entrée.

À la sortie du premier échantillonneur (Maître), nous obtenons le signal représenté en bleu dans la Fig.IV.6.

Cette procédure est appliquée une deuxième fois au niveau de l'échantillonneur-bloqueur (Esclave), mais avec une opposition de phase (lorsque le premier niveau est en mode bloqué le deuxième repasse en mode suiveur et réciproquement). Cela permet de maintenir le niveau du signal de l'échantillon à la sortie pendant la période de l'horloge, pour avoir à la fin un signal sous forme d'un escalier (représenté en rouge dans la Fig.IV.6) dont sa conversion sera facilité au niveau du CAN, puisque ce dernier aura suffisamment de temps pour quantifier le signal. D'un autre côté, elle permet de prévenir le chevauchement des deux signaux (entrée et sortie).

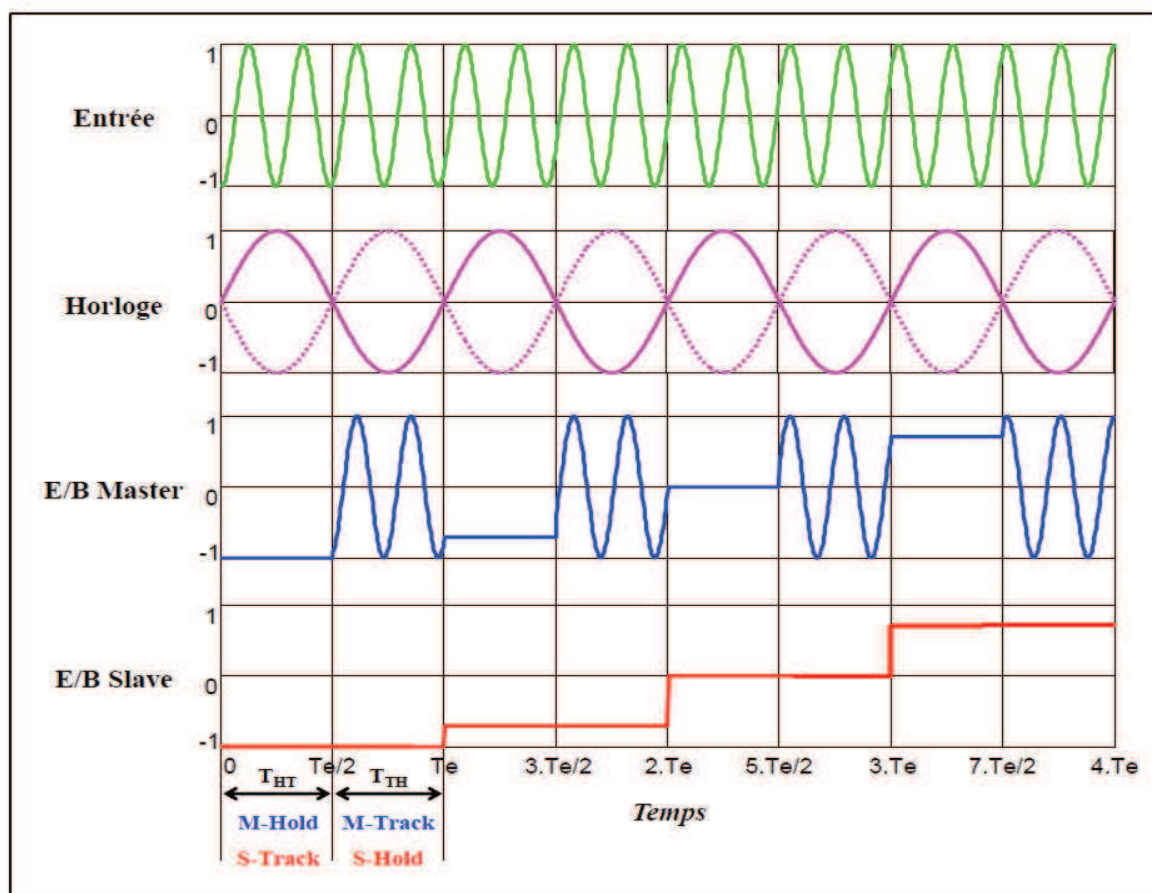


FIGURE IV.6 – Principe de fonctionnement de l'architecture "Track and Hold" [97] .

Bien que ce système d'échantillonnage, présenté dans la Fig.IV.5, offre une grande efficacité d'échantillonnage avec des fréquences d'échantillonnage très grandes, elle limite le système du point de vue de la bande passante RF (entre 13GHz et 18GHz).

2.2.2 Technique d'échantillonnage DQD (Digital Quadrature Demodulation)

La technique d'échantillonnage dépend principalement de l'architecture du système d'échantillonnage utilisé. L'architecture THA, sur laquelle est fondé notre système de mesure, peut fonctionner selon trois techniques principales :

- Échantillonnage à temps équivalent séquentiel [86]
- Échantillonnage à temps équivalent cohérent (Coherent Sampling (CS)) qui peut être appliqué dans le domaine temporel ou fréquentiel [98]
- Démodulation IQ par échantillonnage direct du signal RF [99].

La technique d'échantillonnage de l'enveloppe de la rafale radar à l'entrée/sortie du DST utilisée pour les mesures de la stabilité P2P pendant ces travaux est la DQD fondée sur le principe de la démodulation IQ par échantillonnage direct du signal RF.

Un signal RF peut s'écrire sous la forme suivante :

$$x(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (\text{IV.1})$$

où $A(t)$ et $\phi(t)$ correspondent respectivement aux variations instantanées d'amplitude et de phase, tandis que f_0 correspond à la fréquence centrale de la porteuse. La représentation de l'enveloppe complexe associée à ce signal RF réel (eq. IV.1) est limitée en bande et comporte uniquement l'information sur la modulation en amplitude et en phase. Cette représentation de l'enveloppe est exprimée par :

$$\tilde{x}(t) = A(t) \left(e^{j\phi(t)} \right) \quad (\text{IV.2})$$

Cette enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ est associée au signal RF réel $x(t)$ avec la relation suivante :

$$x(t) = \text{Re} \left[\tilde{x}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right] \quad (\text{IV.3})$$

En bande de base, les deux signaux associés à l'enveloppe complexe (format I/Q) peuvent être exprimés par les équations suivantes :

$$\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t) \quad (\text{IV.4})$$

où :

$$I(t) = A(t) \cdot \cos(\phi(t)) \quad (\text{IV.5})$$

$$Q(t) = A(t) \cdot \sin(\phi(t)) \quad (\text{IV.6})$$

il vient donc :

$$x(t) = \text{Re} \left[(I(t) + jQ(t)) \times (\cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t)) \right] \quad (\text{IV.7})$$

d'où, nous avons finalement un signal $x(t)$ construit à partir des composantes $I(t)$ et $Q(t)$, en le modulant par deux porteuses en quadrature, exprimé par :

$$x(t) = I(t) \times \cos(2\pi f_0 t) - jQ(t) \times \sin(2\pi f_0 t) \quad (\text{IV.8})$$

La technique d'extraction d'enveloppe par échantillonnage direct RF, appelée aussi échantillonnage IQ, consiste à échantillonner le signal RF $x(t)$ de fréquence f_0 , défini par l'équation (IV.8), avec une fréquence d'échantillonnage f_e tel que :

$$f_e = \frac{f_0}{\left(n + \frac{1}{4}\right)} \quad (\text{IV.9})$$

avec n un nombre entier. En supposant que $n = 1$ et que les composantes $I(t)$ et $Q(t)$ occupent une bande fréquentielle égale à B , le spectre du signal $x(t)$ vaut donc $2B$. Le principe de fonctionnement de la technique d'échantillonnage IQ est représentée dans la Fig.IV.7 [99]. Elle consiste à périodiser le signal autour de $Nf_e/2$ et non plus de Nf_e .

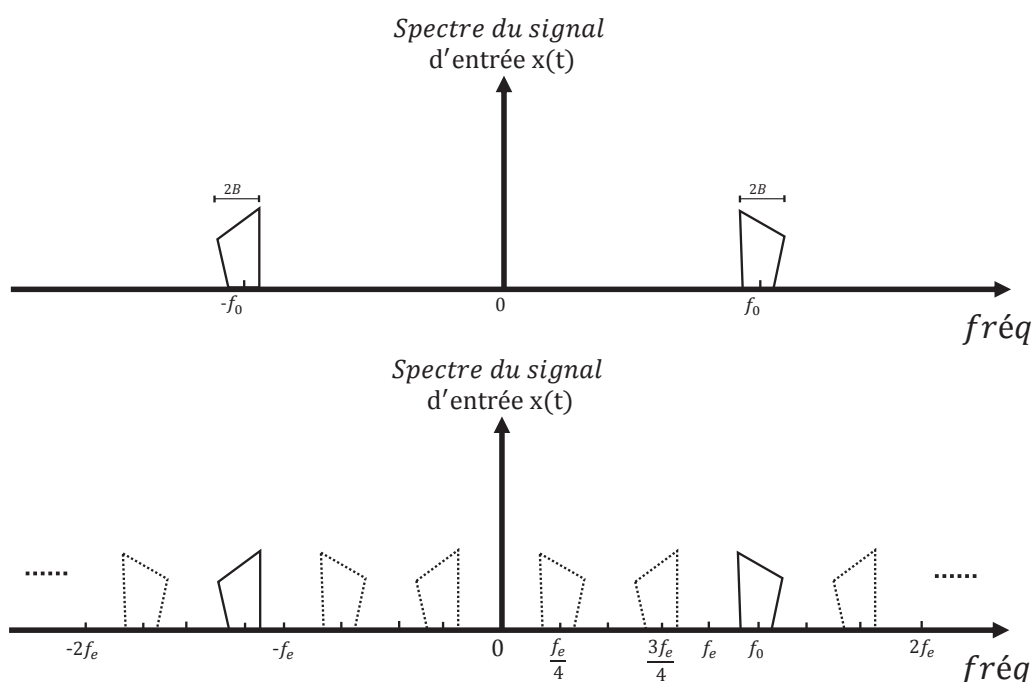


FIGURE IV.7 – Principe de l'échantillonnage IQ [99].

À partir de la figure ci-dessus, nous pouvons remarquer que le spectre du signal $x(t)$ se

situé autour de $f_e/4$ et $3f_e/4$. Cependant, l'échantillonnage IQ consiste à récupérer le signal RF autour de $f_e/4$. En effet, un filtre est utilisé afin d'éviter le repliement spectral. Ensuite, pour extraire l'enveloppe complexe, le signal échantillonné à l'instant $t = lT_e$ est noté $x[l]$. A partir des équations (IV.8) et (IV.9), il est possible d'écrire :

$$x[l] = x(lT_e) = I[l] \cos\left(\frac{l\pi}{2}\right) - Q[l] \sin\left(\frac{l\pi}{2}\right) \quad (\text{IV.10})$$

avec : $I[l] = I(lT_e)$ et $Q[l] = Q(lT_e)$.

Soient $I'[k]$ et $Q'[k]$ définis par $I'[k] = I[2k]$ et $Q'[k] = Q[2k+1]$ avec k un nombre entier. En reprenant l'équation (IV.10), nous avons :

$$I'[k] = (-1)^k x(2kT_e) = \text{Re}\{\tilde{x}(2kT_e)\} \text{ pour } l = 2k \quad (\text{IV.11})$$

$$Q'[k] = (-1)^{k+1} x((2k+1)T_e) = \text{Imag}\{\tilde{x}(2kT_e + T_e)\} \text{ pour } l = 2k+1 \quad (\text{IV.12})$$

L'obtention de l'enveloppe complexe requiert l'interpolation de $I'[k]$ et $Q'[k]$ pour réaliser l'alignement temporel des composantes I et Q équivalente à l'utilisation de filtres de reconstruction sur chaque voie ($H_1(Z)$ et $H_2(Z)$) ainsi que l'illustre la Fig.IV.8.

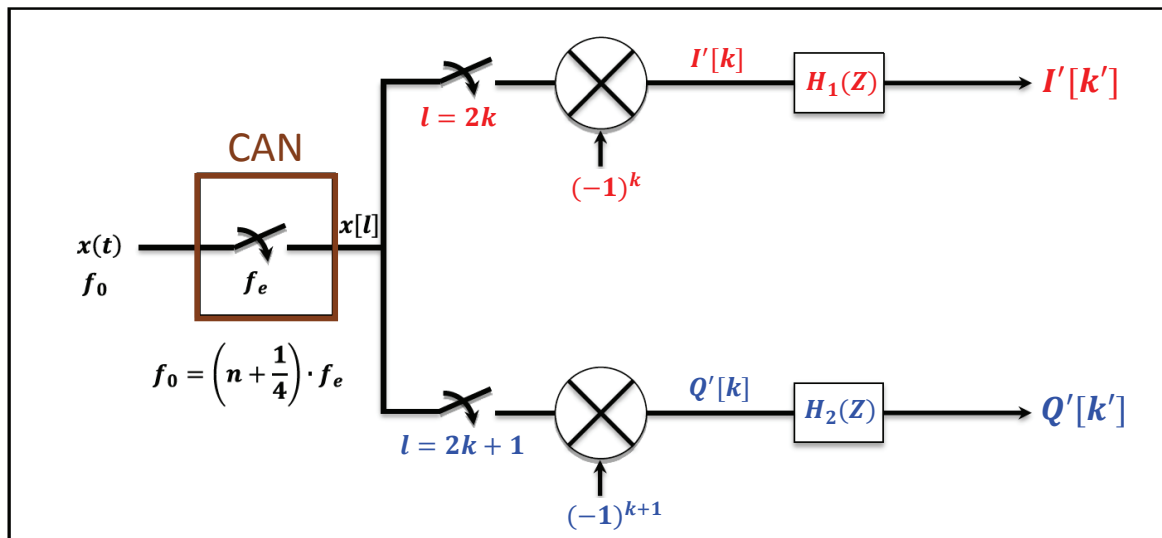


FIGURE IV.8 – Démodulateur IQ numérique (DQD) pour l'échantillonnage IQ.

Les composantes I et Q , respectivement extraites aux instants d'échantillonnage pairs ($2kT_e$) et impairs ($(2k+1)T_e$), peuvent être obtenues directement à partir du signal échantillonné en quadrature $x[l]$ avec ou sans inversion. Pour conclure, la Fig.IV.8 représente un démodulateur IQ numérique (DQD) [99] permettant d'obtenir les composantes I et Q à partir de l'échantillonnage direct du signal RF. Cette technique d'échantillonnage permet donc

d'obtenir l'enveloppe complexe du signal RF par un processus de démodulation cohérente permettant de relâcher les contraintes sur la fréquence d'échantillonnage et le nombre de points traités par le CAN. Cette technique de mesure accorde un échantillonnage direct de l'enveloppe du train d'impulsions irrégulières auquel s'intéresse la mesure de stabilité P2P même si le signal impulsionnel d'une rafale radar est très complexe.

2.2.3 Étalonnage RF du système de mesure temporelle

Les ondes RF subissent des effets linéaires et non-linéaires lors de leur propagation au sein des composants passifs et actifs constituant la chaîne de mesure : les coupleurs, les atténuateurs, les câbles RF, les échantillonneurs, les convertisseurs, etc. Ainsi, l'imperfection des composants d'un système de mesure entraîne des erreurs sur les réponses en amplitude et en phase dues au bruit de mesure. Pour la mesure sous-pointes "on wafer", ces erreurs doivent être corrigées et nécessitent donc un étalonnage SOLT bien spécifique [86] qui permet de déterminer des relations linéaires entre les ondes mesurées dans les plans de mesure (π_{1M}, π_{2M}) du système et les ondes dans le plan de référence (π_{1D}, π_{2D}) . Ces plans sont définis dans la Fig.IV.4 du système de mesure.

La détermination de ces relations est difficilement accessible dans le domaine temporel, car cela nécessite la connaissance de la réponse impulsionnelle de chaque voie de la chaîne de mesure. Par conséquent, le calibrage des systèmes de mesure RF est toujours effectué dans le domaine fréquentiel même si l'objectif final reste celui de la réalisation d'une mesure dans le domaine temporel.

Une procédure d'étalonnage supplémentaire, dite absolue, doit être rajoutée au formalisme mathématique de description des matrices, qui permet de déterminer les relations en amplitude et en phase des ondes afin de bien calibrer le système de mesure à très large bande. Cette procédure conduit à ce coefficient complexe :

$$K^N = |K^N| e^{j\Phi} k^N \quad (\text{IV.13})$$

Contrairement aux ondes BF qui sont extraites seulement au niveau du plan de sortie du DST, les ondes RF sont extraites à l'entrée et à la sortie du composant. Le système d'équation suivant décrit les relations matricielles établies par cette procédure entre les ondes des plans (π_{1M}, π_{2M}) et celles des plans (π_{1D}, π_{2D}) (Fig.IV.4) :

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \\ a_{2D}^N \\ b_{2D}^N \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \delta_2^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \\ a_{2M}^N \\ b_{2M}^N \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Les vecteurs $[a_{1D}^N, b_{1D}^N, a_{2D}^N, b_{2D}^N]$ et $[a_{1M}^N, b_{1M}^N, a_{2M}^N, b_{2M}^N]$ définis dans le domaine fréquentiel, représentent respectivement les ondes de tensions incidentes et réfléchies dans les plans de référence et en sortie de l'unité de mesure de la Fig.IV.4.

Le but de la procédure de calibrage est de déterminer les huit coefficients complexes inconnus de l'équation matricielle (IV.14) avec précision. Cet étalonnage se fait principalement en deux étapes :

- Étalonnage relatif : permet de déterminer les sept coefficients de la matrice à l'aide d'un kit d'étalonnage SOLT (Short, Open, Load, Through) équivalent à celui utilisé dans les VNAs (Vectorial Network Analyser) et une mesure correction en connexion directe.
- Étalonnage absolu : permet de faire la correction en amplitude et en phase avec le coefficient complexe K^N .

L'objectif principal de l'utilisation du système de mesure temporelle 4-canaux (Fig.IV.4) dans le cadre de ces travaux de recherche, consiste à faire une mesure sous-pointes d'enveloppe avec un train d'impulsions irrégulières sur un transistor, afin de calculer ses stabilités P2P en amplitude et en phase.

Pour étudier l'effet d'une rafale radar sur la stabilité P2P d'un HEMT GaN, nous avons choisi le même signal de test que celui défini au chapitre précédent pour les mesures du courant I_{ds_BF} (Fig.III.24) avec une largeur d'impulsion ($\tau = 50\mu s$) et d'une fréquence porteuse RF ($f_0 = 3.525GHz$).

Ce signal radar impulsionnel (Fig.III.24) est généré par le générateur (SMBV-K6) à l'aide d'un logiciel de commande (RS K6 Pulse Sequencer). Cette rafale possède un spectre réparti autour de la porteuse f_0 sur une bande fréquentielle infinie avec une résolution fréquentielle à l'intérieur de la bande égale à l'inverse de la période de répétition de la rafale ($f = 1/10^{-2} = 100Hz$). Donc, un étalonnage précis doit être effectué pour chaque composante fréquentielle de ce signal autour de la fréquence porteuse RF.

Afin de simplifier la procédure d'étalonnage RF, cette dernière est effectuée sur une bande étroite de 10MHz autour de ($f_e/4=25MHz$) étant donné que le CAN utilisé dispose d'une bande fréquentielle de 100MHz dont seulement la première moitié est exploitable lors de la mesure tandis que la deuxième moitié est réservée à la partie conjuguée du signal de mesure.

La technique de calibration utilisée sur ce banc est fondée sur l'utilisation d'un signal multitons. Cela consiste à calibrer le système de mesure uniquement à la fréquence porteuse f_0 à l'aide de la matrice de correction extraite (les fréquences harmoniques ne sont pas calibrées à cause de la limitation du CAN). Le signal de la porteuse RF de fréquence ($f_0 = 3.525GHz$) est échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage de 40MHz, afin de faire le traitement en enveloppe, en appliquant l'équation (IV.9).

Il faut noter que seulement quatre points sont récupérés sur une période de signal qui correspondent à (I,Q,-I,-Q) et une fréquence d'échantillonnage équivalente à 10MHz est

alors imposée.

Le signal multitons utilisé pendant cette procédure de calibrage RF dispose d'une bande de 10MHz autour d'une fréquence centrale de bande de base (25 MHz) avec une résolution fréquentielle de 100Hz, on a donc une grille fréquentielle qui comporte 100001 raies avec un même niveau de puissance. Nous rappelons que les procédures d'étalonnage des deux bandes fréquentielles (BF et RF) sont effectuées simultanément avec des signaux de calibration qui leur correspondent générés conjointement. La Fig.IV.9 illustre le passage des signaux de calibration (RF+BF) de leurs bandes de fréquences réelles vers la bande basse avec une représentation de leurs principaux paramètres.

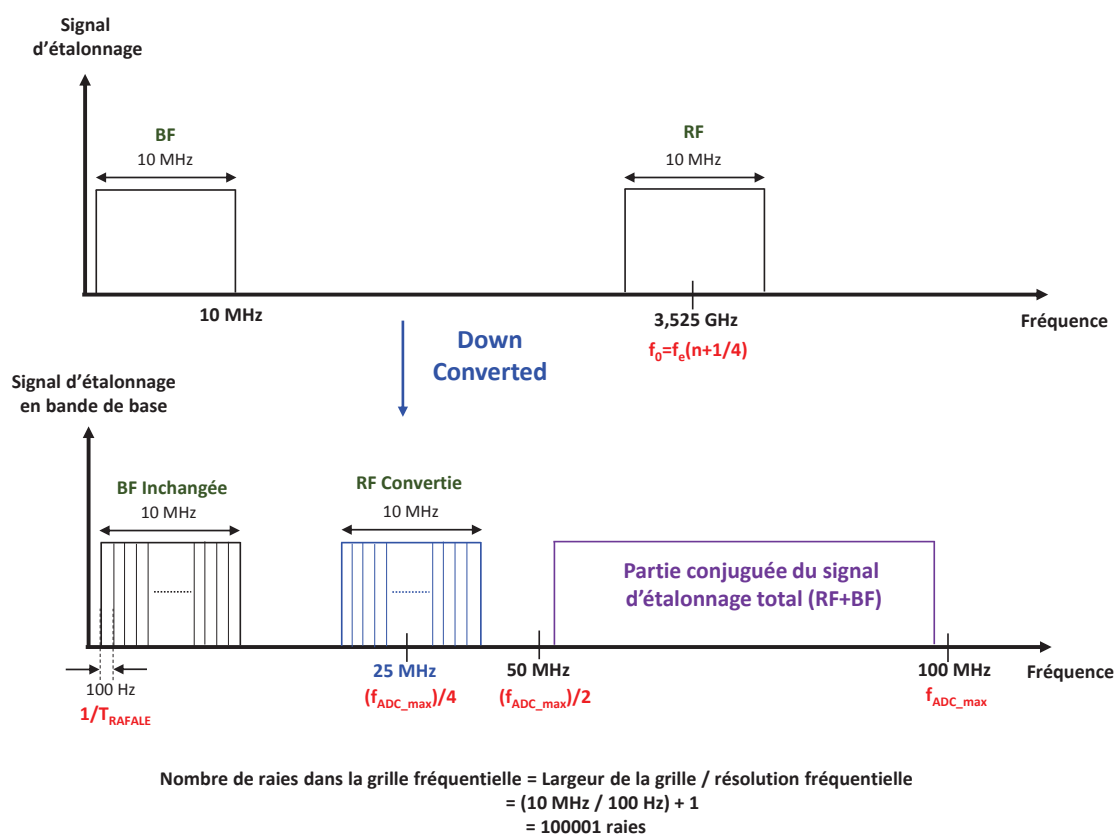


FIGURE IV.9 – Représentation fréquentielle des signaux d'étalonnage BF et RF.

D'autres étapes supplémentaires de cette procédure d'étalonnage RF, permettant de calibrer séparément chaque unité du système de mesure temporelle 4-canaux développé à XLIM, sont décrites en détail dans la thèse de L. Ayari [86].

Une fois l'étalonnage réalisé, il faut le vérifier en connexion directe, avec le signal d'étalonnage ainsi qu'avec le signal de mesure (train d'impulsions), avant de lancer la mesure sur le transistor à tester. Cela permet d'évaluer la quantité d'erreur entre la forme d'onde à l'entrée (a1) et la forme d'onde à la sortie (b2).

Une deuxième vérification consiste à évaluer la stabilité P2P propre au système de caractérisation afin de s'assurer que les instabilités qui seront mesurées sur les transistors sont

bien dues aux phénomènes internes, notamment les effets mémoires, et non au banc. Cette étape est fondée sur la comparaison de l'amplitude et de la phase des enveloppes pour les huit impulsions successives de la rafale définie précédemment en amplitude et en phase. Pour ce faire, une caractérisation temporelle calibrée sous pointes utilisant la technique de DQD a été réalisée en "Thru" sans le transistor sous test. Puis, afin d'obtenir une meilleure représentation de la rafale de 10 ms, les amplitudes normalisées par rapport à la valeur maximale, ainsi que les phases des huit impulsions successives de la rafale sont superposées sur la même échelle temporelle dans les Fig.IV.10 (a) et (b) respectivement.

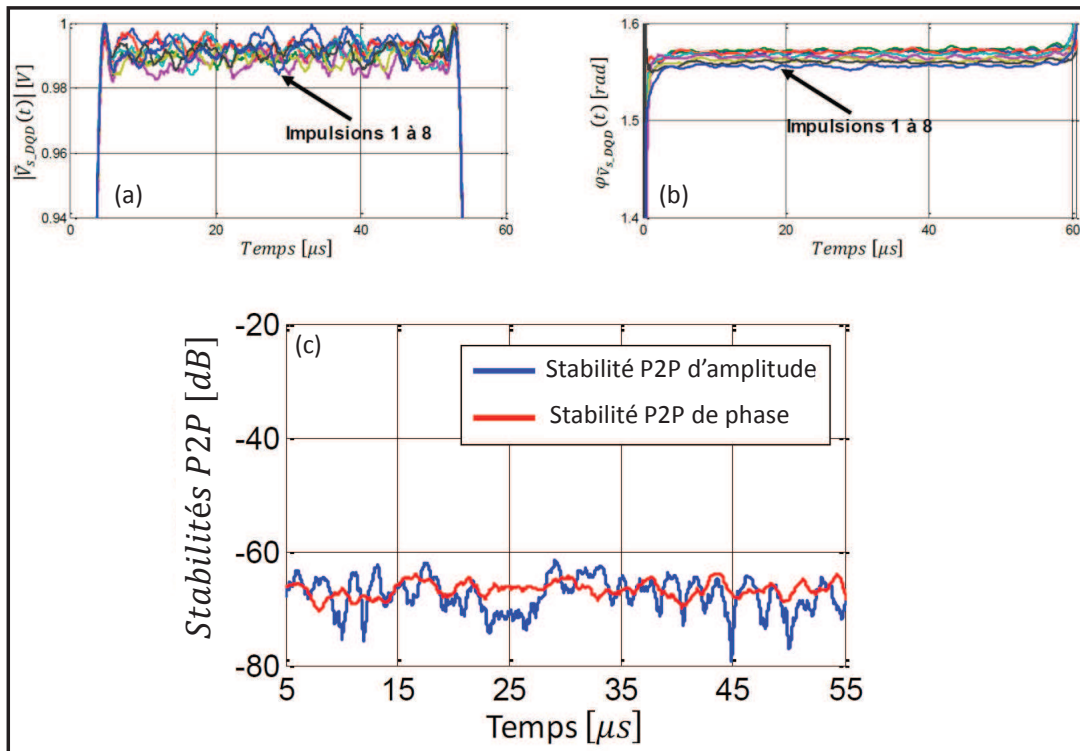


FIGURE IV.10 – Superposition des 8 impulsions de la rafale radar de test générée avec $f_0 = 3.525\text{GHz}$ en amplitude (a) et en phase (b) mesurées à vide avec la technique DQD. Stabilités P2P d'amplitude et de phase mesurées à vide (c).

À partir de ces superpositions, nous pouvons remarquer que, même si les huit impulsions de la rafale sont distordues, elles sont à peu près identiques avec des variations inférieures à 1% pour l'amplitude (Fig.IV.10 (a)) et inférieures à 0.02 rad pour la phase ($< 1.15^\circ$) (Fig.IV.10 (b)). Ainsi, cette uniformité des enveloppes mesurées à vide se traduit par une stabilité pulse à pulse à vide inférieure à -65dB, déterminée avec la méthode de calcul RMS (Root Mean Square) définie dans le premier chapitre, et représentée en Fig.IV.10 (c).

Cette vérification a été effectuée pour différentes impédances de charges et a donné des résultats quasiment identiques.

3 Impact de l'environnement de test sur les résultats de mesures de la stabilité P2P

Une fois le banc de mesure temporelle de l'enveloppe complexe RF 4-canaux développé et calibré, nous pouvons extraire la stabilité P2P d'un transistor. Dans cette partie, la mesure en stabilité P2P d'un transistor AlGaN/GaN QORVO $12 \times 210\mu m$ délivrant 10W de puissance de sortie à la fréquence $f_0 = 3.525GHz$ avec la rafale de test intégrant un silence définie précédemment au chapitre III (Fig.III.24) va nous permettre de mettre en évidence l'impact de l'environnement de test (impédance de charge, compression et polarisation de repos) sur les niveaux de stabilité P2P du transistor mesuré [95].

La Fig.IV.11 montre les performances mesurées et simulées en CW de ce transistor en termes de puissance de sortie, gain, et PAE en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence ($f_0=3.525GHz$) pour son impédance de charge optimale en PAE $Z_{opt} = (25 + j23)\Omega$, déterminée à partir d'une mesure "Load-Pull" à une polarisation de repos en Classe-AB ($V_{ds0} = 32V$; $I_{ds0} = 50mA$). Ces performances de puissance CW sont extraites à partir du système de mesure temporelle à "THAs" de la partie (5.3). Notons que plusieurs mesures non rapportées dans ce manuscrit ont également été effectuées pour extraire le modèle non-linéaire électrothermique et de piège thermique du GaN HEMT QORVO suivant le même processus de modélisation que celui appliqué au transistor UMS $10 \times 275\mu m$ présenté dans les chapitres précédents. Les résultats de simulation "Load-Pull" de ce modèle non-linéaire sont également représentés dans la Fig.IV.11 et montrent une bonne corrélation avec les mesures permettant de valider ce modèle.

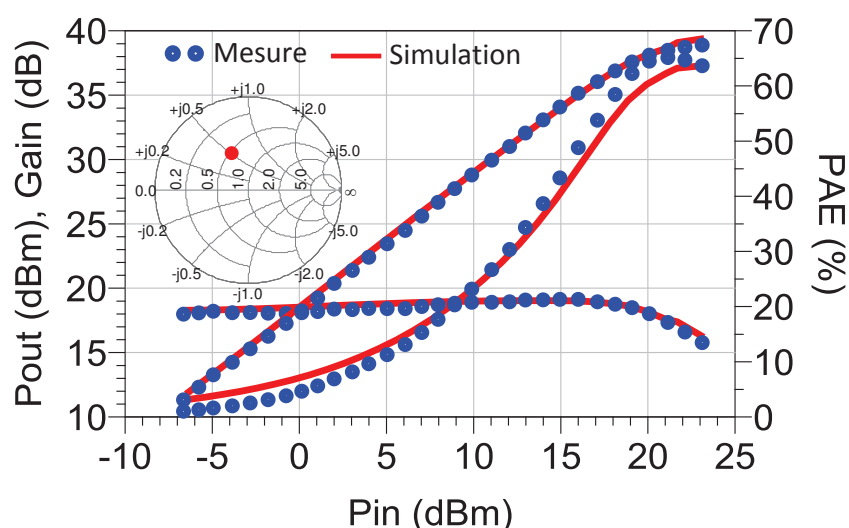


FIGURE IV.11 – Comparaisons mesures/simulations (modèle complet) @ 3.525GHz du transistor QORVO $12 \times 210\mu m$, $I_{ds0} = 50mA$ ($V_{gs0} = -2.9V/V_{ds0} = 32V$) des caractéristiques de puissance (PAE, gain, P_{out} , P_{dc}) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour une impédance $Z_{opt} = (25 + j23)\Omega$.

• **Impact de l'impédance de charge :**

Dans ce paragraphe, les mesures de stabilité P2P sont présentées pour une polarisation en Classe-AB (32V/50mA), à 3dB de compression ($P_{out}= 38.8\text{dBm}$, Gain= 16.2dB, PAE=63.6%) et pour deux valeurs d'impédance de charge $Z_{opt} = (25 + j23)\Omega$ et $Z_0 = 50\Omega$. Les figures (Fig.IV.12(a) et (b)) représentent la mesure temporelle des amplitudes normalisées $|\tilde{v}_{out}|$ dans les deux cas Z_0 et Z_{opt} tandis que les figures (Fig.IV.12(c) et (d)) représentent la phase mesurée $\varphi_{out}(t)$ de l'enveloppe complexe. Il convient de noter que les enveloppes complexes temporelles de chacune des 8 impulsions RF de la rafale test sont superposées sur la même largeur d'impulsion pour faciliter la comparaison. Les profils de stabilité P2P en amplitude et en phase calculés avec la méthode RMS sur les 8 impulsions, sont respectivement représentés sur Fig.IV.12(e) et (f).

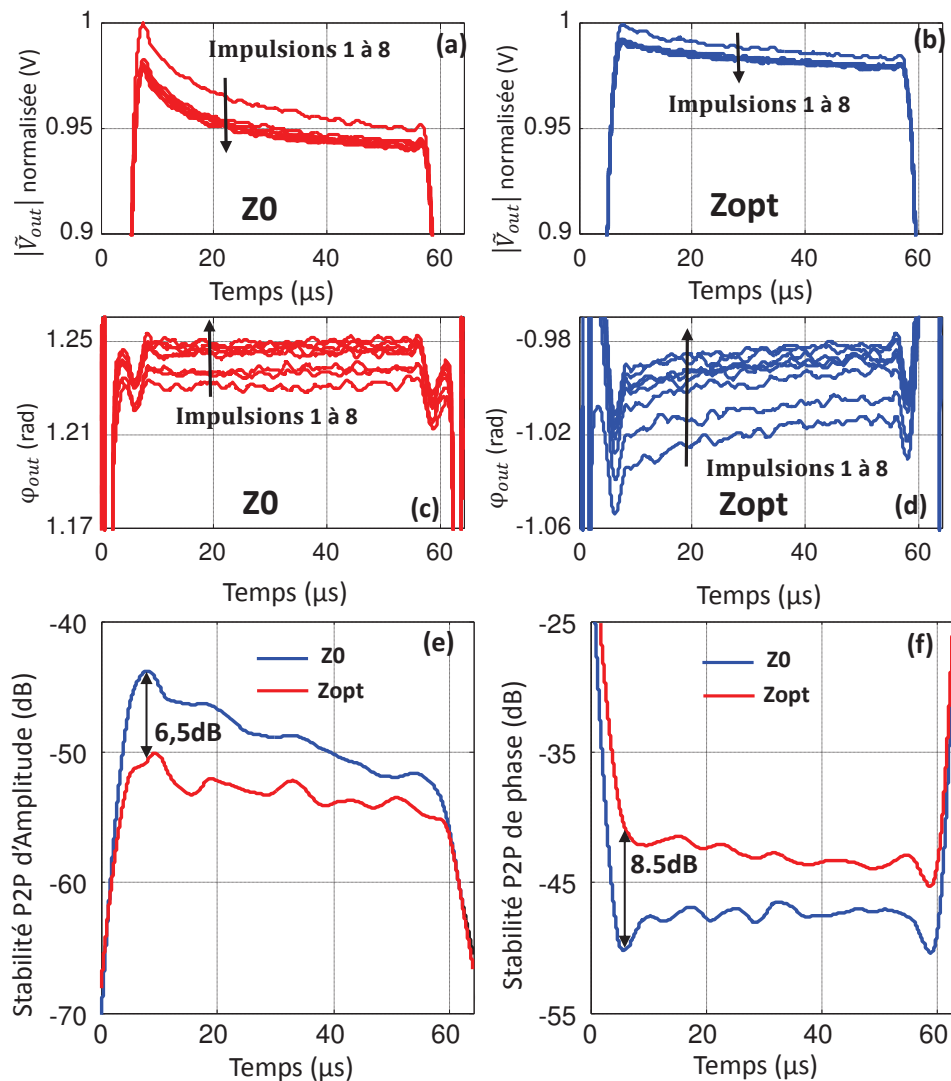


FIGURE IV.12 – Impact de l'impédance de charge sur (a) (b) l'amplitude $|\tilde{v}_{out}|$ et (c) (d) la phase φ_{out} mesurées de l'enveloppe de chaque impulsion dans la rafale. Stabilités P2P (e) d'amplitude et (f) de phase.

Pour les deux conditions de charge Z_0 et Z_{opt} , nous pouvons remarquer que la première impulsion de la rafale se démarque fortement des autres (Fig.IV.12(a) et (b)) et que la différence entre les impulsions successives à un instant donné (t_k) à l'intérieur de la largeur d'impulsion (τ) est plus importante en début qu'en fin d'impulsion. Ces constatations faites sur les formes d'ondes temporelles traduisent les profils de stabilité P2P en amplitude représentés dans la Fig.IV.12(e) qui sont fortement dégradés en début d'impulsion pour ensuite s'améliorer et atteindre son maximum en fin d'impulsion. Cependant, cette figure montre que la stabilité P2P d'amplitude est meilleure pour Z_{opt} , que pour Z_0 avec un écart d'environ 6.5dB au début et qui se réduit le long de l'impulsion, tandis que la conclusion est inverse pour la stabilité P2P de phase de la Fig.IV.12(f). En effet, cette dernière est dégradée en passant de Z_0 à Z_{opt} (amélioration de PAE) avec un écart de 8.5dB au début de l'impulsion sachant que pour Z_0 la stabilité P2P de phase garde quasiment le même niveau sur toute la largeur de l'impulsion. Cela s'explique par le fait que la différence entre les phases des 8 impulsions est presque constante à l'intérieur de (τ) (Fig.IV.12(d)). Puisque les stabilités P2P d'amplitude et de phase ont un comportement opposé entre Z_0 et Z_{opt} , il convient de calculer la stabilité globale définie dans le chapitre I et représentée sur la Fig.IV.13, afin d'évaluer l'impact réel des deux conditions de charge sur la stabilité P2P.

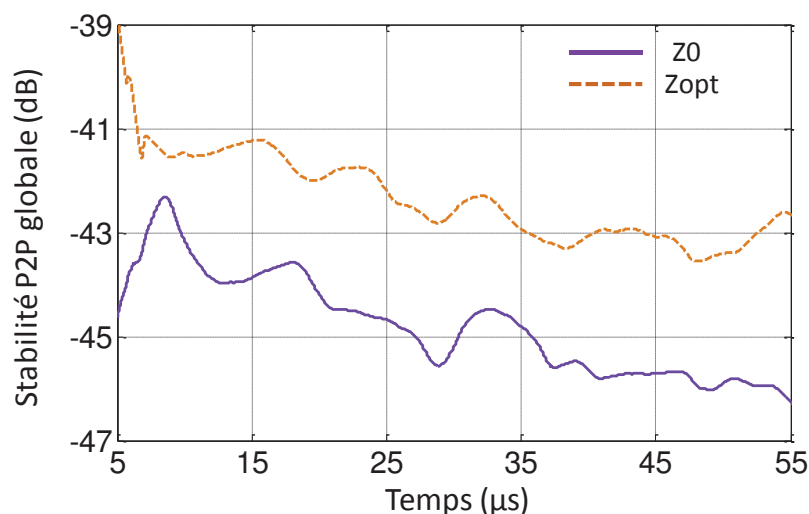


FIGURE IV.13 – Stabilité P2P globale dans l'impulsion pour les impédances de charge : Z_0 et Z_{opt} .

La Fig.IV.13 montre une légère dégradation de la stabilité P2P pour Z_{opt} . Ce résultat met en évidence l'existence d'un compromis entre l'adaptation de sortie optimale en PAE et en stabilité P2P vu l'importance de ce critère pour les applications radar.

- **Impact du niveau de compression :**

Afin d'étudier l'impact de la puissance d'entrée sur la stabilité P2P, ce paragraphe présente des mesures de stabilité P2P qui ont été effectuées à deux niveaux de puissance dif-

férents sous une condition d'impédance de charge optimale Z_{opt} pour une polarisation de repos en Classe-AB (32 V, 50 mA) correspondant au point de fonctionnement du transistor étudié.

La Fig.IV.14 montre l'impact mesuré respectif d'une compression de gain de 3 et 5 dB ($P_{out}= 40\text{dBm}$, Gain= 14.2dB, PAE=61%) sur les stabilités P2P de la rafale radar. Les figures (Fig.IV.14(a) et (b)) montrent que la réponse en amplitude de la première impulsion est très différente des autres comme l'avait déjà démontré l'étude de J. Delprato à XLIM, mais sans différence significative entre les deux niveaux de puissance. Ce comportement conduit à des profils de stabilité P2P d'amplitude relativement similaires représentés dans la Fig.IV.14(e).

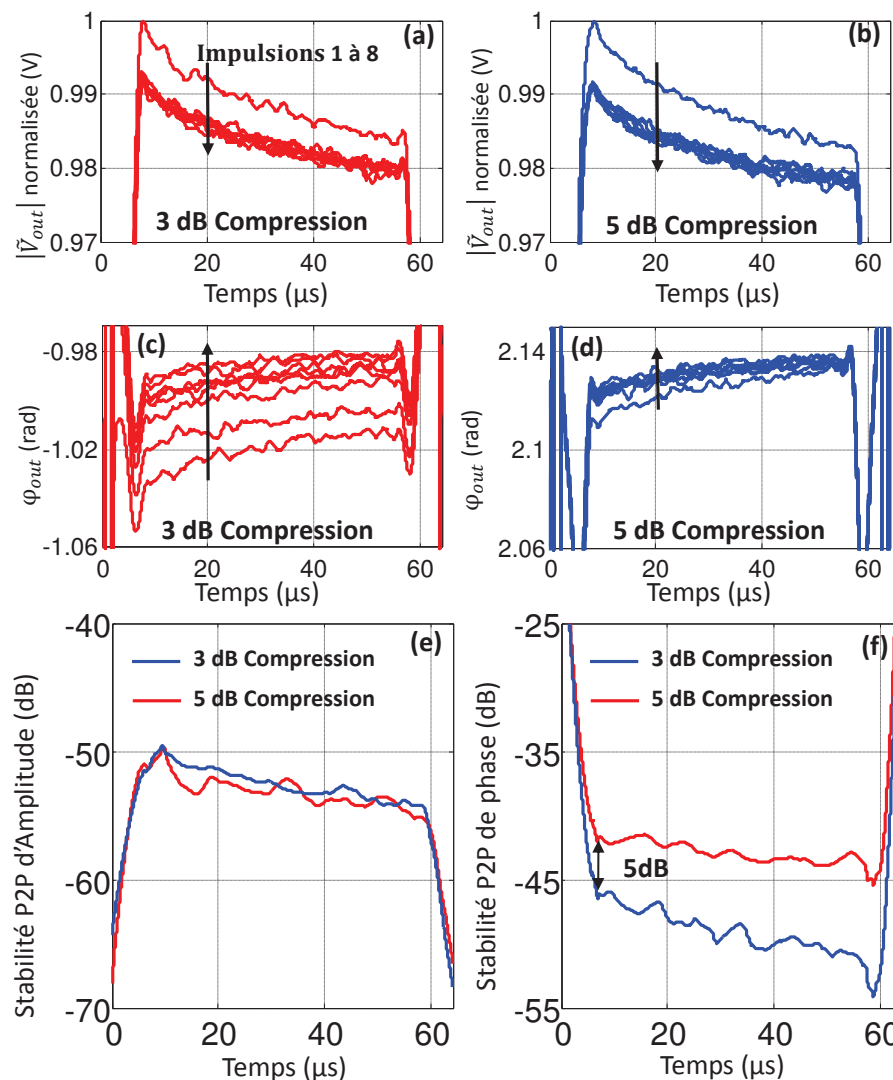


FIGURE IV.14 – Impact de niveau de compression sur (a) (b) l'amplitude $|\tilde{v}_{out}|$ et (c) (d) la phase φ_{out} mesurées de l'enveloppe de chaque impulsion dans la rafale. Stabilités P2P (e) d'amplitude et (f) de phase.

Cependant, l'effet principal des différentes compressions de gain est observé dans les Fig.IV.14(c) et (d) des phases qui démontrent une variation entre les phases des impulsions

successives plus élevée à 3 dB de compression. Ceci donne une stabilité P2P de phase améliorée à 5dB de compression comme l'illustre la Fig.IV.14(f) avec un écart d'environ 5dB pour les premiers instants t_k de l'impulsion, et donc une meilleure stabilité P2P globale à 5 dB de compression. Pour conclure, bien que le régime fortement non-linéaire du transistor étudié n'a quasiment pas d'influence sur la stabilité P2P d'amplitude du transistor testé, il a une influence sur celle de phase et donc la stabilité P2P globale.

- **Impact de la polarisation :**

Ce dernier paragraphe étudie l'impact de la variation du courant de polarisation du drain de 50 mA à 125 mA à une tension de drain de 32 V sous une condition de charge optimale Z_{opt} à une compression de gain de 3 dB. La Fig.IV.15 représente l'impact mesuré respectif des courants de polarisation de 50 mA et 125 mA sur les enveloppes complexes dans le domaine temporel et les stabilités P2P de la rafale radar.

En comparaison avec les Fig.IV.15(a) et (c), on peut observer sur les Fig.IV.15(b) et (d) que le courant de drain de 125 mA produit des amplitudes et des phases temporelles semblables pour chaque impulsion de la rafale. Ainsi, les stabilités P2P d'amplitude et de phase sont améliorées d'environ 3 à 9 dB le long de la largeur d'impulsion lorsque le courant de polarisation varie de 50 mA à 125 mA.

À partir de cette analyse, nous pouvons conclure que le choix de la valeur du point de polarisation de fonctionnement correcte permet de rendre le transistor HEMT GaN étudié plus performant en termes de stabilité P2P.

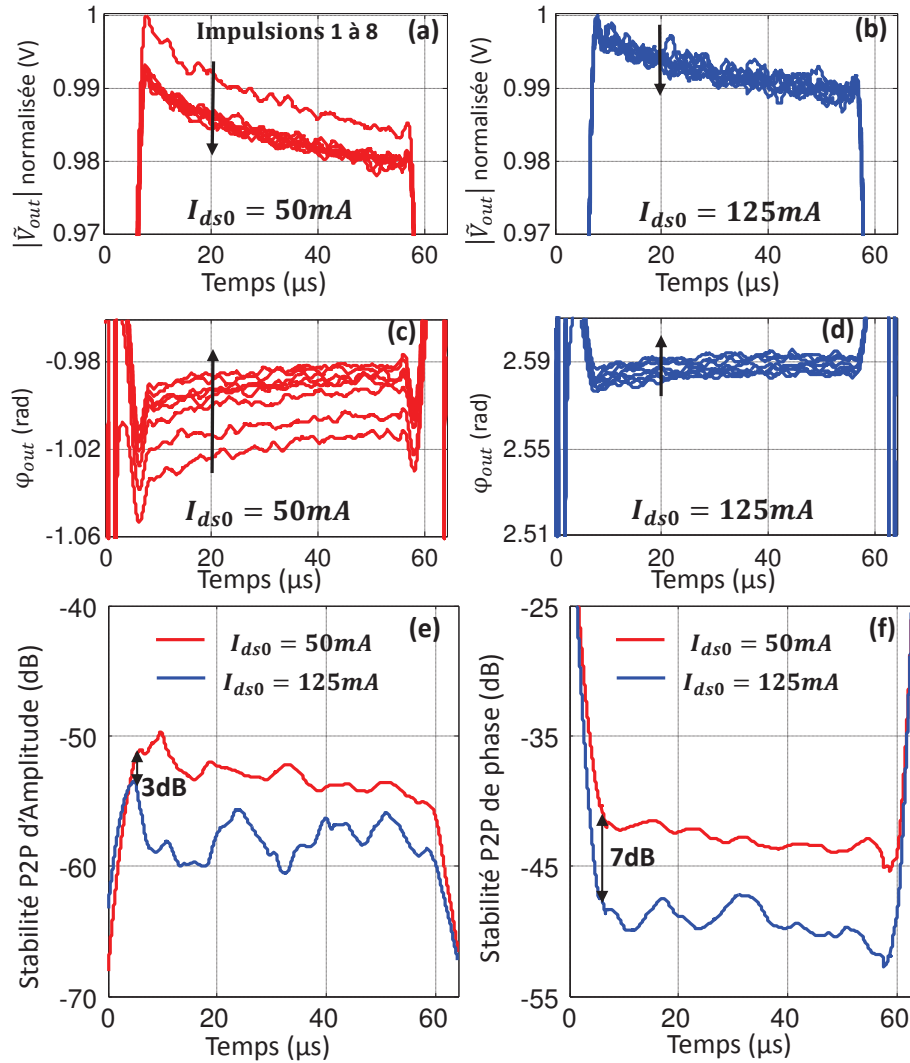


FIGURE IV.15 – Impact du niveau de polarisation en courant (50mA/125mA) sur (a) (b) l’amplitude $|\tilde{v}_{out}|$ et (c) (d) la phase φ_{out} mesurées de l’enveloppe de chaque impulsion dans la rafale. Stabilités P2P (e) d’amplitude et (f) de phase calculées dans les deux cas.

4 Simulation non-linéaire de la stabilité P2P

Comme nous l’avons évoqué précédemment, les sources de perturbation du signal radar qui engendrent une mauvaise stabilité P2P des transistors HEMTs GaN sont principalement les effets mémoires (thermique et pièges). Ces phénomènes impactent fortement la réponse temporelle du composant soumis à une rafale radar de telle sorte qu’une méthode de mesure temporelle est totalement indispensable à une caractérisation en stabilité P2P. En complément au développement de mesures temporelles des rafales radar, un autre point important de nos travaux porte sur la simulation non-linéaire de la stabilité P2P au niveau d’un transistor lorsqu’il est soumis à des trains d’impulsions irrégulières avec les mêmes conditions

que la mesure afin d'exploiter ce critère comme outil complémentaire de modélisation des HEMTs AlGaN/GaN étant donné le potentiel qu'il a montré pour améliorer la modélisation des effets mémoires.

La principale méthode de simulation non-linéaire des circuits RF est l'équilibrage spectral "Harmonic Balance" (HB). Bien que cette méthode soit efficace pour analyser l'état établi du circuit soumis à un signal périodique avec une bonne résolution, elle reste cependant inadaptée pour étudier la globalité d'une rafale radar de l'ordre de quelques millisecondes (10ms pour notre cas), qui a pour objectif l'extraction de la stabilité P2P. En effet, cette technique HB ne permet pas de réaliser l'analyse de signaux complexes RF modulés comme dans notre cas d'analyse du signal RF impulsionnel à sa fréquence fondamentale et ses harmoniques. Pour l'analyse de circuits non-linéaires soumis à des porteurs RF et leurs modulations complexes, seules les deux méthodes de résolution de l'analyse temporelle "Transient" ou celle du transitoire d'enveloppe "Circuit Envelope" permettent de répondre aux contraintes de résolution. Ainsi, le logiciel ADS intègre ces deux moteurs d'analyse capables de résoudre ce problème : la simulation temporelle classique dite "Transient" et la simulation en transitoire d'enveloppe "Circuit Envelope" qui permettent d'obtenir des résultats dans le domaine temporel mais avec deux échelles de temps différentes :

- Simulation "Transient" : elle permet d'analyser le signal réel en respectant le théorème d'échantillonnage "Nyquist Shannon" en utilisant une fréquence d'échantillonnage égale au moins au double de la porteuse RF.
- "Circuit Envelope" [42] : elle décompose le signal en son enveloppe BF qui sera échantillonnée dans le domaine temporel avec un pas plus important, et une porteuse RF qui sera analysée par équilibrage harmonique à chaque échantillon d'enveloppe. Le principe d'échantillonnage par morceaux de cette simulation est représenté dans la Fig.IV.16.

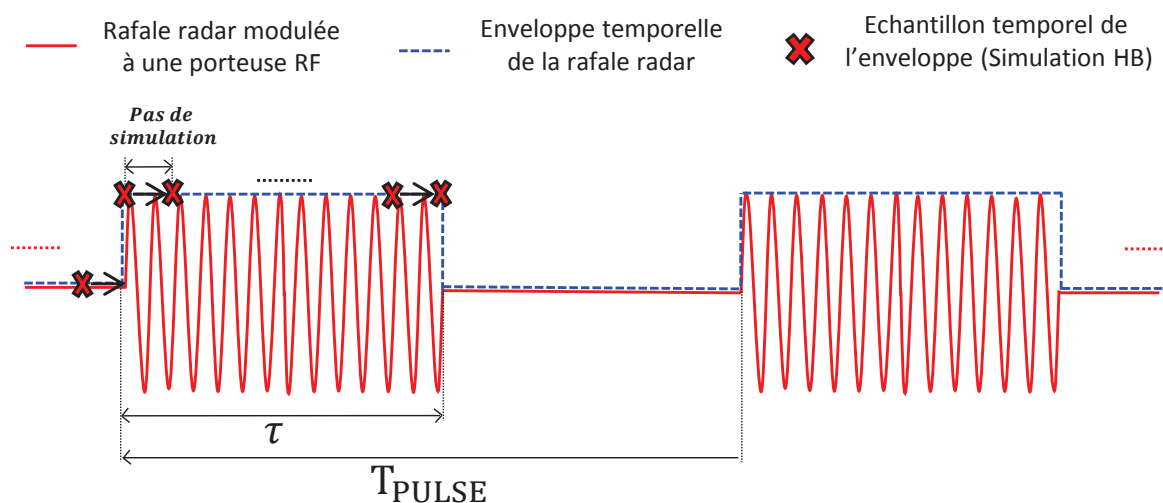


FIGURE IV.16 – Principe de simulation en transitoire d'enveloppe "Circuit Envelope" sur une impulsion RF temporelle.

Pour récapituler, la simulation "Circuit Envelope" consiste à faire des simulations "Harmonic Balance" (HB) pour chaque échantillon temporel de l'enveloppe en considérant que le signal est constant pendant la durée du pas de simulation de sorte que plus le pas est petit plus le signal est modélisé avec finesse.

Il faut noter que la simulation "Transient" d'une rafale radar d'une durée de plusieurs millisecondes modulée par un signal avec une fréquence porteuse de quelques gigahertz exige des ressources de simulation extrêmement importantes afin d'effectuer l'échantillonnage dans l'objectif de faire une analyse temporelle. En tenant compte de la mémoire de l'ordinateur qui pourra vite se saturer, nous avons choisi d'utiliser la méthode de simulation non-linéaire "Circuit Envelope" dont le nombre de simulations est beaucoup moins important que pour le moteur "Transient". En effet, pour le cas de notre rafale de test avec un silence de 8 ms, une simulation "Envelope" requière environ 12500 fois moins de simulations pour analyser la globalité de la rafale à 3.525GHz (pour un pas de $1\mu s$) en comparaison à une simulation "Transient". Pour donner une idée de l'ordre de grandeur du nombre de simulations exigées par chaque méthode, le Tableau IV.2 ci-dessous présente une comparaison des deux moteurs ("Transient" et "Circuit Envelope") :

	Moteur "Transient"	Moteur "Circuit Envelope"
Pas d'échantillonnage	T=0.04ns (Dépend de la période RF)	T=1 μs (Fixé par la période d'enveloppe)
Nombre de simulations pour une impulsion de 250 μs	> 6 millions	500
Nombre de simulations pour un train de 8 impulsions	50 millions	4 000
Nombre de simulations pour une rafale avec silence de 8 ms	> 250 millions	20 000

Tableau IV.2 – Comparaison du nombre de simulations à réaliser pour analyser une rafale radar test de 10ms à 3.525 GHz avec les méthodes "Transient" et "Circuit Envelope".

Maintenant que le choix du moteur de simulation temporelle "Circuit Envelope" compatible avec nos besoins est établi, il convient de définir une méthode pour générer le signal de test afin de réaliser une simulation non-linéaire de stabilité P2P en transitoire d'enveloppe dans les mêmes conditions que celles définies lors de la mesure.

La génération d'un train d'impulsions régulières est simple dans ADS mais notre rafale de test contient un silence de 8ms à la fin des 8 impulsions et les trains d'impulsions sont donc irréguliers. Étant donné que ADS ne contient pas un outil permettant de générer d'une manière directe notre signal de référence, nous avons dû le construire à partir de deux sources impulsionnelles périodiques : une permettant de générer un train d'impulsions réguliers et

l'autre afin de supprimer les impulsions pendant le temps de silence T_{OFF} . Afin de ce faire, ces deux sources impulsionnelles sont multipliées comme indiqué sur la Fig.IV.17. En sortie, on dispose ainsi d'un train d'impulsions irrégulières qui est ensuite multiplié à une source RF pure afin d'avoir un signal modulé représenté en bleu dans la Fig.IV.17.

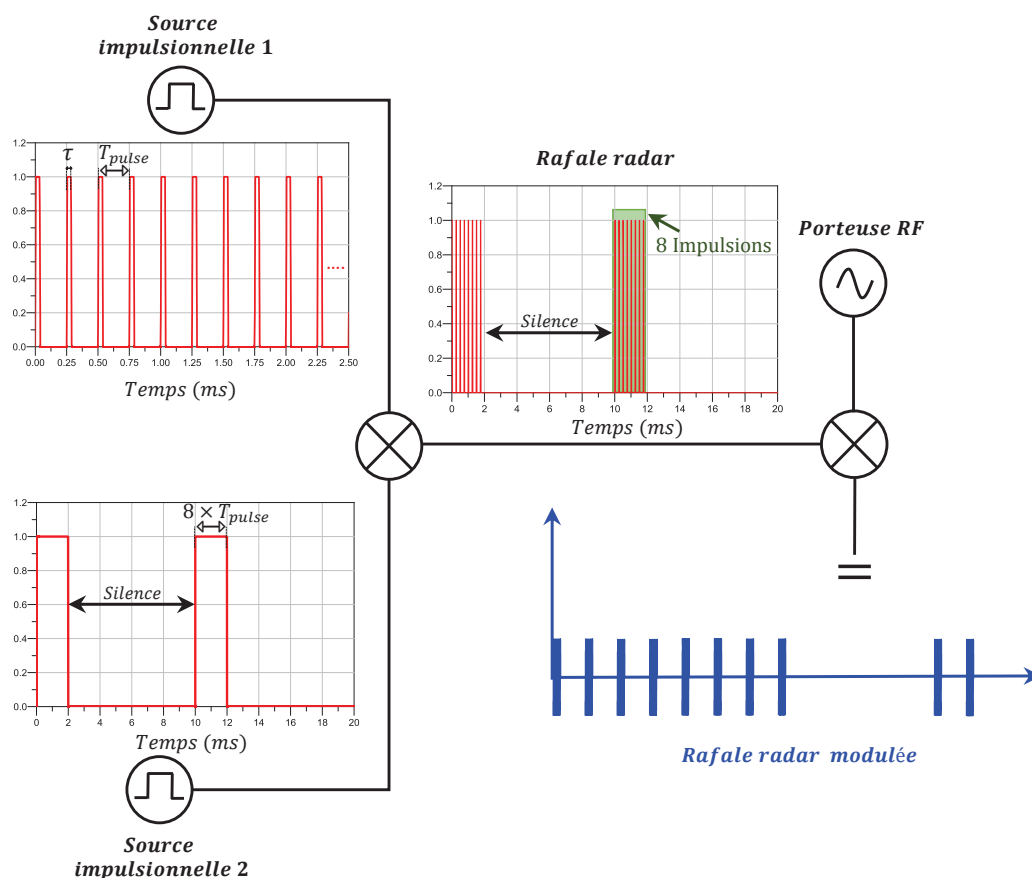


FIGURE IV.17 – Principe de construction de la rafale radar irrégulière modulée à une porteuse RF utilisée dans ADS pour la simulation "Circuit Enveloppe".

Ces sources sont paramétrées de telles sorte à ce que le signal de test généré sur le simulateur présente les mêmes paramètres que ceux utilisés dans la mesure. Dans la simulation, un échantillonnage est effectué aux mêmes instants des 8 impulsions de l'enveloppe temporelle de la rafale radar en amplitude et en phase à travers des équations mathématiques définies dans le "Data Display" (28 échantillons de chaque impulsion dans notre cas avec plus de points au début des impulsions où les déformations sont plus importantes par rapport à la fin de l'impulsion). Ces échantillons sont par la suite utilisés afin de calculer les stabilités en amplitude et en phase à l'aide des équations de calcul (RMS et Écart-type) qui sont également rentrées dans le même "Data Display" permettant de visualiser l'évolution temporelle des stabilités P2P sur la largeur (τ) d'une impulsion.

Bien que le logiciel ADS soit l'outil de simulation le plus efficace pour réaliser les simulations non-linéaires complexes des circuits haute-fréquence, il n'est pas l'outil adéquat pour traiter les calculs complexes qui doivent être réalisés à partir des échantillons d'enveloppes temporelles pour obtenir la stabilité P2P. Ainsi, le display ADS est utilisé seulement pour donner une idée sur les résultats de stabilité P2P, pour quelques points temporels de l'enveloppe (28 points), lors de la phase de modélisation afin d'améliorer le modèle de piège. Si le résultat semble convenir, les valeurs temporelles en amplitude et en phase de la rafale radar sont par la suite exportées et traitées par un script développé sur le logiciel de calcul matriciel externe Matlab qui représente une solution plus efficace pour traiter le grand nombre de données temporelles nécessaires au calcul de la stabilité P2P dans l'impulsion et la confronter aux résultats de mesure.

5 Confrontation mesure-modèle en réponse à des rafales radar

5.1 Amélioration du modèle électrique de piège

Les simulations non-linéaires de la stabilité P2P pour la rafale radar ont été effectuées en utilisant le modèle non-linéaire électrothermique et de pièges thermiques du transistor HEMT GaN UMS $10 \times 275 \mu m$ développé tout au long de ce manuscrit. Les résultats de comparaisons entre les mesures et les simulations "Envelope" du courant I_{ds_BF} ont été présentés dans le chapitre III à partir desquels certains paramètres du modèle non-linéaire initial ont été retouchés, principalement ceux des sous-circuits de piège, afin de retrouver la réponse temporelle mesurée du courant I_{ds_BF} à un train d'impulsions irrégulières. Dans le même objectif, on va présenter dans cette partie l'ensemble des résultats de simulation des enveloppes temporelles des signaux RF impulsionnels à partir desquelles les stabilités P2P sont calculées et confrontées aux résultats de mesures permettant ainsi d'améliorer le modèle et juger l'impact des effets mémoires sur cette performance radar. La stabilité P2P sera donc utilisée, pour la première fois, comme outil complémentaire de modélisation non-linéaire électrothermique des effets de pièges dans les HEMTs AlGaIn/GaN.

Les mesures de stabilité P2P sont particulièrement pertinentes avec une très grande sensibilité aux constantes de temps thermiques et des effets de piège permettant ainsi d'ajuster les valeurs de modèle des circuits thermiques et des sous-circuits de pièges qui sont les principaux facteurs de la dégradation de la stabilité P2P dans le transistor HEMT GaN. Ainsi, certains paramètres de ces modèles ont pu être optimisés en se fondant sur la stabilité P2P extraite des résultats des simulations non-linéaires de la rafale radar de référence réalisées

dans les mêmes conditions que la mesure : une impédance de charge Z_{opt} , une puissance d'entrée qui correspond à 3dB de compression de gain avec une polarisation de repos en classe AB (30V; 350mA).

Afin de retrouver la stabilité P2P mesurée, une étude paramétrique du réseau électro-thermique à trois cellules RC ainsi que des sous-circuits de pièges a été réalisée pour déterminer les valeurs des paramètres de ces sous-circuits expliquant l'évolution temporelle mesurée de la stabilité P2P sur la largeur de l'impulsion. Le réseau thermique à trois cellules précédemment modélisé a gardé ses valeurs initiales déterminées auparavant. À l'inverse, les différentes simulations non-linéaires réalisées ont permis de retoucher les paramètres du modèle de piège. On présente dans les Tableaux IV.3 et IV.4 les valeurs finales des paramètres des sous-circuits gate-lag et drain-lag permettant d'avoir une meilleure concordance entre les simulations non-linéaires et les mesures de stabilité P2P sans pour autant dégrader l'accord du modèle avec les autres caractérisations représentées précédemment. Le Tableau IV.4 contient les différentes constantes des équations permettant de modéliser le piège détecté en fonction de la température. Les constantes a_1 et b_1 sont utilisées pour représenter la variation thermique du taux de piégeage K_D à travers l'équation linéaire de $krel_D$ (III.24), tandis que les valeurs a_2 et b_2 sont utilisées pour représenter la variation thermique de la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} reproduite avec la fonction exponentielle de R_{EMI_D} (III.25).

$gm_{DC}(S)$	$V_p(V)$	$C_{TRAP}(F)$	$krel_G$	$\tau_{CAP}(s)$	$\tau_{EMI_G}(s)$
0.48	-4.6	$1e^{-9}$	-0.3	$1e^{-8}$	$0.4e^{-3}$

Tableau IV.3 – Valeurs des paramètres du sous-circuit de gate-lag (UMS $10 \times 275\mu m$).

$gm_{DC}(S)$	$V_p(V)$	$C_{TRAP}(F)$	$\tau_{CAP}(s)$	a_1	b_1	a_2	b_2
0.48	-4.6	$1e^{-9}$	$1e^{-8}$	0.12	$0.27e^{-3}$	$1.48e^6$	0.043

Tableau IV.4 – Valeurs des paramètres du sous-circuit de drain-lag (UMS $10 \times 275\mu m$).

La Fig.IV.18 (a) représente le résultat de simulation "Circuit Envelope" de la réponse temporelle de la température de jonction T_j du modèle non-linéaire complet du transistor HEMT GaN à la rafale radar de test pour une polarisation de repos en Classe AB (30V/350mA) et une impédance de charge Z_{opt} à 3dB de compression ($P_{in}=19dBm$). Cette réponse résulte des entités composant le modèle, principalement le modèle électrique qui traduit dans des équations la variation en température des éléments non-linéaires et en particulier celle du courant I_{ds} qui inclut le modèle de piège thermique. La deuxième entité est le réseau thermique qui concerne l'évacuation de la puissance dissipée P_{diss} permettant ainsi de prendre en compte l'effet thermique et représenter la température interne du transistor. Or, la puissance dissipée P_{diss} diminue lorsque le rendement en puissance ajoutée augmente ce qui

fait que la température de jonction T_j diminue dans l'impulsion par rapport à la température de jonction de repos (110°C) avec un écart observé d'environ 45°C . La forme de cette diminution résulte des constantes de temps des trois cellules thermiques. L'évolution temporelle de la température T_j des 8 impulsions de la rafale mesurées dans la Fig.IV.18 (a) est représentée de façon superposée sur une même échelle de temps dans la Fig.IV.18 (b) afin d'avoir une meilleure visualisation. À partir de cette figure nous pouvons constater que la première impulsion se différencie véritablement des autres également sur le plan thermique expliquant en partie ce qui avait déjà été observé pour les enveloppes temporelles RF des huit impulsions.

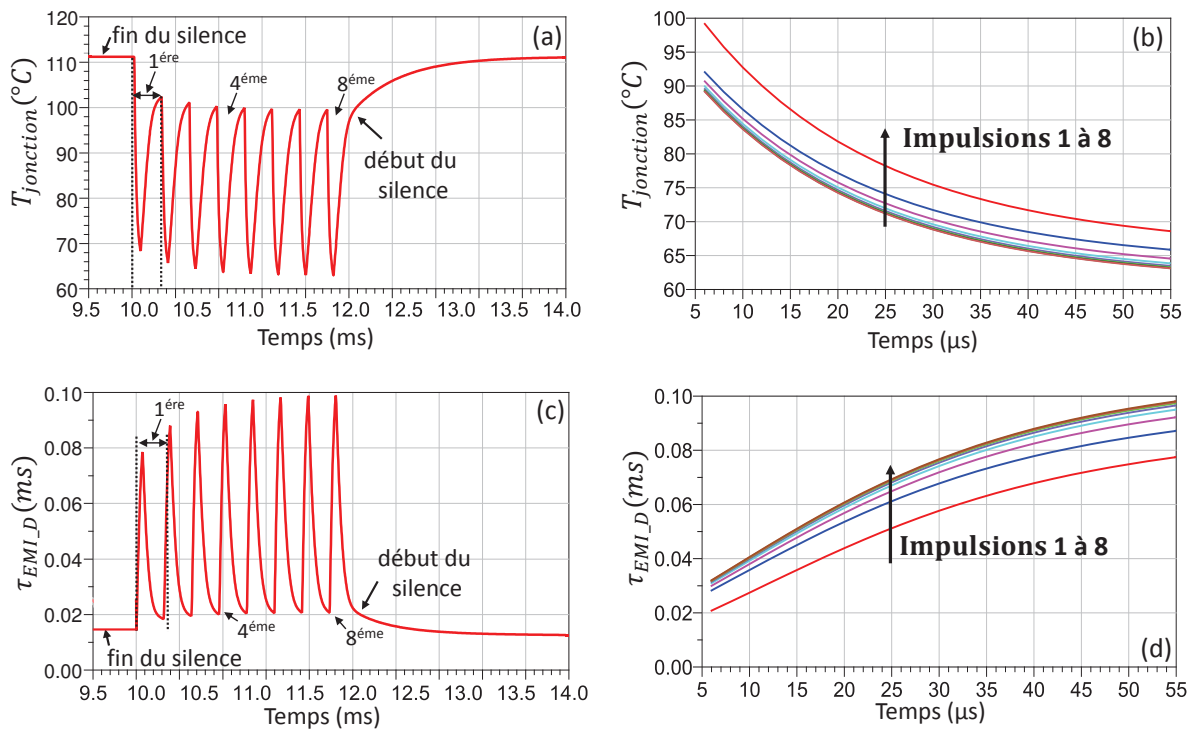


FIGURE IV.18 – Évolution temporelle de la température de jonction T_j (a) et de la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} (c) du modèle drain-lag dans la rafale radar de test. Superposition des T_j (b) et τ_{EMI_D} (d) des 8 impulsions successives de la rafale radar.

La Fig.IV.18 (c) représente la réponse temporelle de la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} du modèle drain-lag thermique issue de la même simulation que celle des températures de jonction T_j (Fig.IV.18 (a)). L'évolution thermique de τ_{EMI_D} est définie par l'équation (III.25) et dépend principalement de la température de jonction dans le sens où elle diminue quand T_j augmente et vice-versa ce qui explique donc l'allure de cette évolution. Pour une meilleure visualisation, l'évolution temporelle de τ_{EMI_D} des 8 impulsions de la rafale superposées est présentée sur une même échelle de temps dans la Fig.IV.18 (d) et montre également un décalage de la première impulsion par rapport aux autres ce qui est tout à fait légitime vu la variation de la température interne. Nous pouvons aussi constater que la

constante de temps d'émission varie d'environ $65\mu s$ dans chaque impulsion et vaut $20\mu s$ au début de la première impulsion pour atteindre $100\mu s$ à la fin de la dernière impulsion, ce qui reste cependant très inférieure au temps que nécessite un HEMT GaN pour une décharge totale de pièges.

5.2 Impact des effets mémoires sur les performances RF et BF

5.2.1 Impact des effets mémoires sur la stabilité P2P

Les simulations non-linéaires de stabilité P2P sans prendre en considération les effets mémoires (thermique et pièges) ont clairement montré que le simple modèle non-linéaire est incapable de modéliser l'évolution temporelle des enveloppes de la rafale radar et donc la stabilité P2P [92]. Ces résultats de simulation sont représentés en orange (étoile) dans la Fig.IV.19 et montre l'impact critique des effets mémoire sans lesquels les simulations donnent une stabilité P2P idéale inférieure à -300 dB.

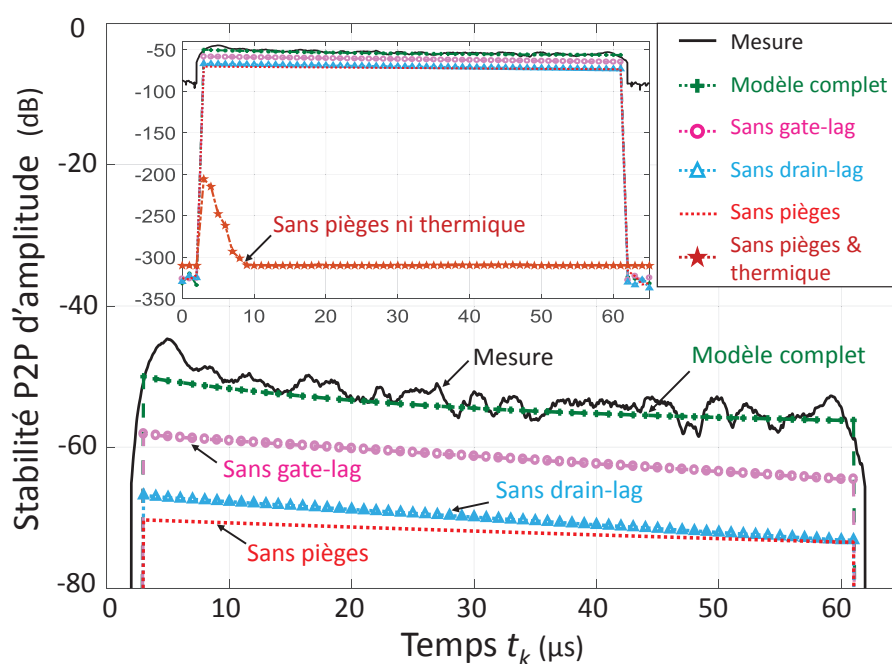


FIGURE IV.19 – Impact relatif des effets mémoires sur la stabilité P2P d'amplitude.

Dans la Fig.IV.19, la stabilité P2P mesurée est comparée aux simulations d'enveloppe pour différentes configurations du modèle non-linéaire en ce qui concerne l'impact relatif des sous-circuits de gate-lag et drain-lag. En effet, bien que les effets thermiques aient un impact significatif sur la stabilité P2P comme le montre la courbe en parallèle "sans pièges" de la Fig.IV.19, cette même figure montre le poids important des effets de piégeage pour lesquels le drain-lag joue un rôle majeur. En effet, la simulation avec la mise en oeuvre d'un sous-circuit de gate-lag "sans drain-lag" permet de se rapprocher des résultats mesurés,

mais reste cependant insuffisante pour avoir une bonne représentation de l'évolution temporelle des stabilités P2P dans l'impulsion. Enfin, lorsque le modèle de drain-lag thermique est activé, on obtient un très bon accord entre la stabilité P2P mesurée et le modèle électro-thermique complet.

La Fig.IV.20 représente, quant à elle, les mêmes comparaisons que celles de la Fig.IV.19 mais dans le cas des stabilités P2P de phase mesurées et simulées pour le cas de la rafale radar de référence. Comme pour les représentations en amplitude de la Fig.IV.19, l'utilisation d'un sous-circuit de gate-lag n'est pas suffisante pour modéliser la stabilité P2P de phase. Un modèle de drain-lag thermique est nécessaire pour représenter l'évolution temporelle de cette stabilité dans la largeur τ des impulsions de la rafale. Contrairement à la stabilité P2P d'amplitude, où un bon accord est établi entre la mesure et la simulation du modèle complet, un écart d'environ 4 à 8dB est observé dans le cas de la stabilité P2P de phase. En effet, cette dernière est peu sensible à l'environnement de test de telle sorte qu'une lourde modification au niveaux des conditions de simulation est requise pour retrouver la stabilité P2P de phase mesurée.

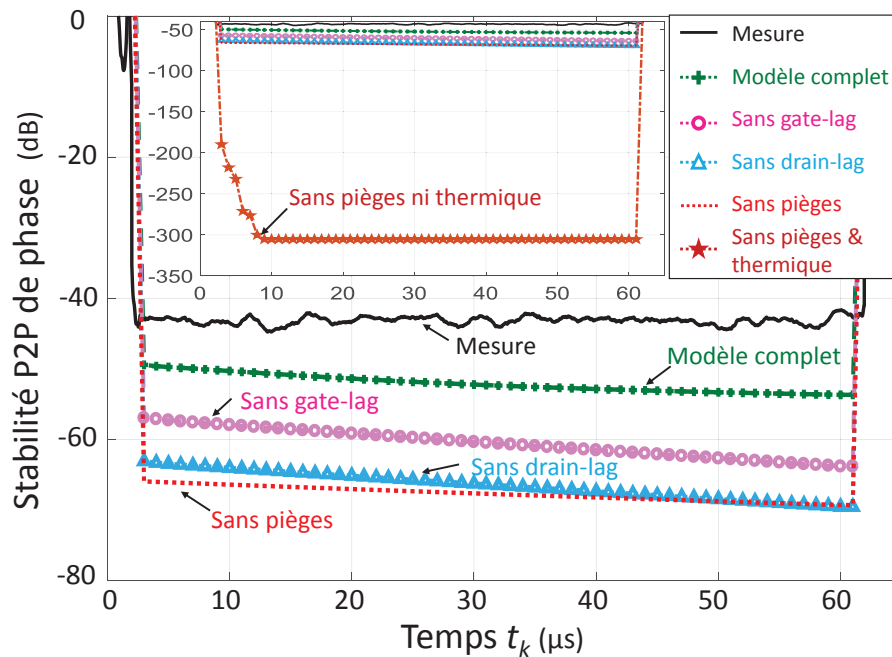


FIGURE IV.20 – Impact relatif des effets mémoires sur la stabilité P2P de phase.

5.2.2 Impact des effets mémoires sur le courant BF

Maintenant que les effets mémoires sont modélisés avec beaucoup plus de précision, nous pouvons simuler leurs impacts respectifs sur la réponse temporelle du courant basse-fréquence I_{ds_BF} du transistor HEMT GaN à la rafale radar de test pour une polarisation

de repos en Classe AB (30V/350mA), une impédance de charge Z_{opt} à 3dB de compression ($P_{in}=19\text{dBm}$). Dans cet objectif, plusieurs simulations ont été réalisées pour différentes configurations du modèle non-linéaire. La Fig.IV.20 représente les trois premières impulsions de la rafale après un silence de 8ms de ces différents cas idéaux de simulation (avec et sans effets mémoire) pour le courant BF de drain pendant la rafale. Il convient de noter que la simulation du modèle complet a déjà été validée avec la mesure (Fig.III.25). L'échelle de temps correspond à la fin du silence ($t=10\text{ms}$) et aux réponses des trois premières impulsions correspondant à (10-10.06ms), (10.25-10.31ms), et (10.5-10.56ms). À partir de cette figure, nous pouvons conclure que les effets de pièges ont l'impact le plus critique sur le courant BF car on ne pourrait pas expliquer sans la capture la chute rapide de courant observée durant l'augmentation due au "clipping". En outre, nous pouvons remarquer que les effets thermiques ont également un grand impact sur le recouvrement du courant I_{ds_BF} entre les impulsions car la constante de temps d'émission dépend de la température.

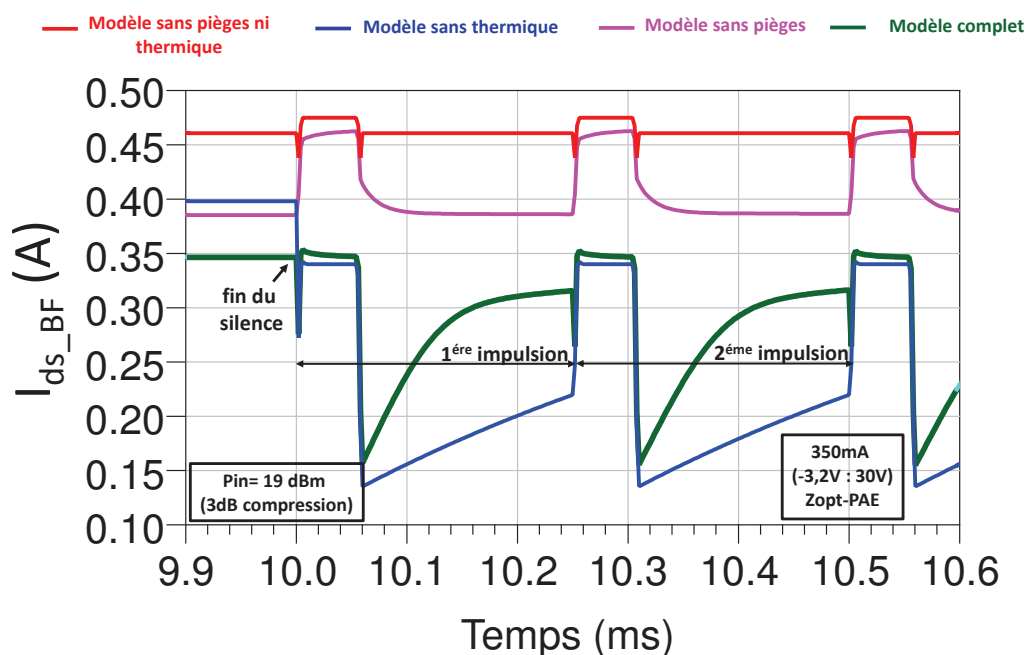


FIGURE IV.21 – Impact relatif des effets mémoires sur le courant I_{ds_BF} simulé des trois premières impulsions de la deuxième rafale.

Les pièges présents au sein d'un transistor HEMT GaN sont de plusieurs types. Dans le but de juger l'impact de différents types de pièges et mieux illustrer les pièges dominants sur l'évolution temporelle du courant I_{ds_BF} en réponse à la rafale radar de référence, la Fig.IV.22 illustre les trois premières impulsions de la rafale des simulations pour différentes configurations de modèle de piège en comparaison à la simulation du modèle complet déjà validé avec la mesure (Fig.III.25). La première conclusion que l'on peut tirer à partir de cette comparaison est que les deux effets de piège ont chacun un impact sur le courant I_{ds_BF} avec

un impact plus important du drain-lag. En effet, bien que sans drain-lag le courant I_{ds_BF} part de la même polarisation de repos que le modèle complet, les phénomènes de capture et d'émission de pièges restent cependant invisibles avec une telle configuration. L'effet observé du modèle de gate-lag seul sur l'allure du courant I_{ds_BF} est bien moindre que celui du drain-lag. Enfin, la mise en oeuvre d'un modèle de piège sans modéliser la dépendance thermique de sa constante de temps d'émission et de son taux de capture n'est pas suffisante pour représenter avec précision le courant BF mesuré. Cette comparaison met en avant les hypothèses émises auparavant concernant l'importance de la modélisation thermique des effets de pièges au sein d'un HEMT GaN.

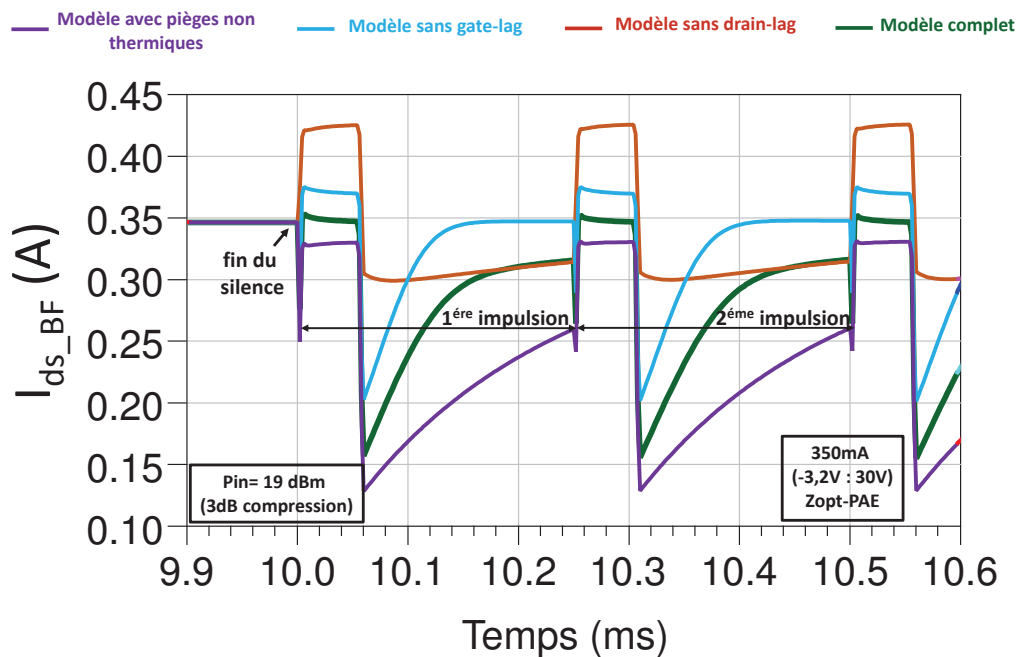


FIGURE IV.22 – Impact relatif des effets de pièges sur le courant I_{ds_BF} simulé des trois premières impulsions de la deuxième rafale.

6 Discussion et perspectives

Nous présentons dans ce paragraphe un exemple de comparaison des mesures temporelles d'enveloppes RF effectuées sur deux technologies différentes de HEMT AlGaIn/GaN étudiés dans ces travaux de thèse : un composant UMS $10 \times 275\mu m \times 0.25\mu m$ et QORVO $12 \times 210\mu m \times 0.25\mu m$. Ces mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions de test à un courant de repos de 50mA, une impédance de charge Z_{opt} et un niveau de compression de 5dB. À partir des enveloppes complexes RF mesurées, nous avons pu extraire, par la méthode de calcul RMS, les stabilités P2P d'amplitude et de phase de chacun des deux transistors qui sont représentées dans les Fig.IV.23 (e) et (f) respectivement. Pour le transistor UMS,

les impulsions ont quasiment le même niveau en amplitude (Fig.IV.23 (a)), en revanche les impulsions sont moins bruitées pour le transistor QORVO mais la première impulsion est plus décalée par rapport aux autres (Fig.IV.23 (b)). Cela implique que les deux transistors ont quasiment le même niveau de stabilité P2P d'amplitude (Fig.IV.23 (e)). Quant aux variations des phases des impulsions, elles sont quasiment identiques et il en résulte donc un niveau de stabilité P2P de phase presque identique pour les deux transistors (Fig.IV.23 (f)).

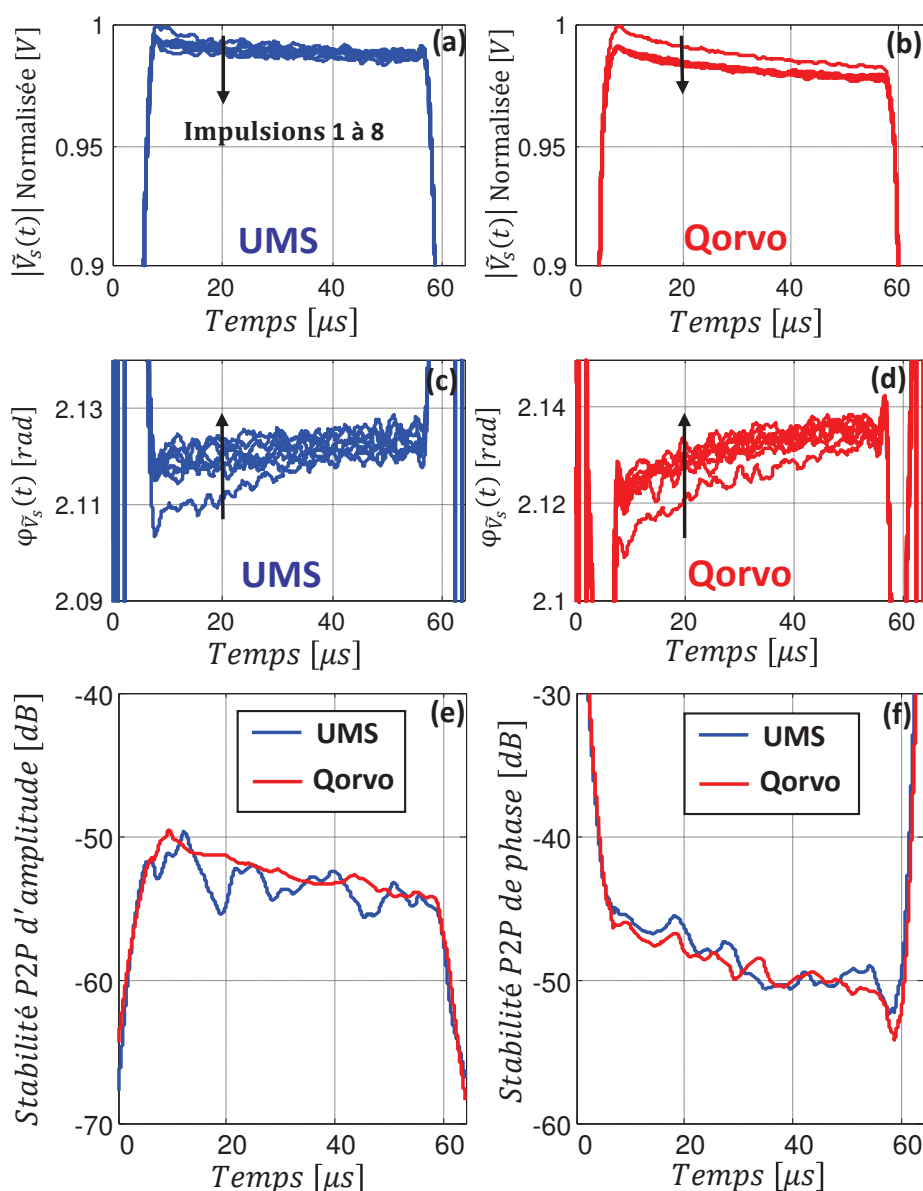


FIGURE IV.23 – Impact relatif des effets de pièges sur le courant I_{ds} simulé.

La comparaison présentée dans la Fig.IV.23 montre que ces deux transistors de technologie AlGaIn/GaN provenant de différentes fonderies disposent quasiment des mêmes performances en termes de stabilité P2P. Même si les effets de piège ont été réduits dans les technologies HEMT GaN avec des techniques spécifiques telles que la passivation, les cher-

cheurs mènent toujours de nouvelles études afin de réduire encore plus ce phénomène qui a un impact direct sur le fonctionnement en puissance. L'étude réalisée dans ces travaux de thèse ont permis de mettre en avant certains facteurs de l'environnement de test qui ont une influence sur la stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN. Cette étude doit être prise en considération lors de la conception d'un amplificateur de puissance dédié aux applications radar afin d'optimiser le maximum possible le critère de stabilité P2P. Un des plus importants facteurs qu'il faut prendre un compte pour un concepteur d'amplificateur de puissance concerne le choix de l'impédance de charge. La stabilité P2P doit être prise en compte au même titre que la PAE en recherchant un compromis entre une impédance de charge permettant d'avoir un maximum de PAE et celle qui donne une meilleure stabilité P2P.

Le développement technologique a permis aux HEMTs AlGa_N/Ga_N de s'améliorer de manière significative au cours des deux dernières décennies. Cependant, une technologie utilisant des hétérostructures InAlGa_N/Ga_N a émergé comme une alternative prometteuse pour surmonter les limitations inhérentes aux dispositifs basés sur l'AlGa_N [100]. En effet, la polarisation spontanée AlInN est supérieure à celle de l'AlGa_N ce qui permet une densité de porteurs dans le canal plus élevée [101]. Selon les études publiées, les hétérostructures InAlN/GaN pourraient donner naissance à un gaz d'électrons 2DEG avec une densité de porteurs allant jusqu'à $2.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ au lieu de $1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ pour les hétérostructures AlGa_N/Ga_N. Ainsi, les HEMTs InAlGa_N devraient atteindre des densités de puissance plus élevées et donc une meilleure performance énergétique que les HEMT AlGa_N/Ga_N [102] [38] [103] [104] [105] [106] [107] [108]. Récemment, III-V Lab a développé cette technologie alternative utilisant des hétérostructures InAlGa_N/Ga_N/SiC pouvant conduire à des performances électriques améliorées [109]. Cette technologie développée présente des effets moins dispersifs grâce à une barrière innovante AlGa_N dans la couche buffer, optimisée pour les applications de puissance, ce qui suggère un intérêt particulier pour l'amplification de puissance à haute fréquence utilisant des signaux modulés [110].

Une des principales perspectives de ces travaux consisterait à caractériser ces nouvelles technologies de transistors HEMTs InAlGa_N/Ga_N en termes de stabilité P2P afin de juger leurs performances pour les applications radars en comparaison à la technologie AlGa_N/Ga_N.

De plus, il serait intéressant de faire évoluer le banc de mesure temporel d'XLIM notamment au niveau du CAN qui est le coeur du système de mesure. A l'heure actuelle, un CAN 8-canaux disposant d'une bande de 800 MHz est en cours d'intégration dans le banc de mesure XLIM, contrairement à celui utilisé dans ces travaux qui dispose seulement d'une bande de 400 MHz avec uniquement 4-canaux. Ce nouveau CAN, permettra donc de mesurer les enveloppes complexes temporelles RF au niveau des harmoniques permettant ainsi d'affiner notre analyse sur le fonctionnement des DST. En outre, grâce aux voies supplé-

mentaires dont dispose ce CAN, il serait possible de mesurer d'une manière directe les courants/tensions BF à l'entrée/sortie du DST. En complément, une nouvelle technique de démodulation est à l'étude afin de permettre de réaliser les mesures avec différentes rafales radar sans avoir besoin de refaire la procédure d'étalonnage (BF+RF) offrant ainsi une facilité pour étudier l'impact des différents paramètres du signal de test sur la stabilité P2P. En effet, cette étude n'a pas pu être abordée pendant ces travaux à cause des contraintes de la technique de démodulation DQD utilisée, qui imposait de refaire la procédure de calibration pour chaque changement au niveau de la rafale de test avec un signal d'étalonnage qui lui correspond.

7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, les principales recherches menées sur la stabilité P2P ont été retracées, notamment les travaux de J. Delprato sur un amplificateur de puissance HEMT GaN qui ont permis d'ouvrir les perspectives pour ces travaux de thèse. Puis, la deuxième partie du chapitre s'est focalisée sur l'utilisation d'un banc de mesure temporelle 4-canaux à base de THA dont l'extraction des enveloppes complexes est réalisée à l'aide de la technique de démodulation DQD. Grâce à ce banc, des mesures de stabilité P2P ont été effectuées et ont permis d'expliquer que la première impulsion de la rafale après un long silence joue le rôle d'amortisseur et encaisse les contraintes les plus fortes. Cette première impulsion pourrait ne pas être prise en compte pour obtenir une excellente stabilité P2P du radar, mais malheureusement cette stratégie de traitement n'est pas applicable dans tous les cas de poursuite radar.

L'impact de certaines conditions de l'environnement de test a été étudié et les résultats de ces études ont montré que le critère de stabilité P2P doit être pris en considération dès la phase de conception d'un amplificateur de puissance pour un système radar au même titre que la PAE.

Ensuite, le choix de la simulation non-linéaire en transitoire d'enveloppe a été discuté ainsi que le principe de génération de la rafale de test sur le simulateur ADS. Enfin, les résultats de mesure et de simulation de stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN 10W nous ont permis de mettre en évidence la sensibilité de la stabilité P2P à la modélisation thermique et des pièges qui ont le plus d'impact sur le fonctionnement en puissance du transistor notamment la stabilité P2P. Nous avons montré que le critère de stabilité P2P pourrait être utilisé comme un outil très performant de modélisation non-linéaire des HEMTs AlGaN/GaN afin d'optimiser le modèle électrothermique et de pièges thermique du transistor étudié. À partir de la confrontation mesure/simulation de la stabilité P2P, nous avons pu réajuster les différents paramètres des sous-circuits de pièges afin d'améliorer la précision du modèle complet

et de mieux prédire le comportement dynamique du HEMT GaN étudié.

Après avoir réajusté le modèle non-linéaire complet, nous avons montré l'impact des effets mémoires sur les performances RF et BF et nous avons pu démontrer qu'il était important d'avoir un modèle de piège thermique pour bien modéliser la réponse temporelle à une rafale radar où les pièges ont une influence déterminante.

La dernière partie du chapitre a présenté un exemple de comparaison de la stabilité P2P des deux transistors AlGa_N/Ga_N provenant de différentes fonderies. Cette comparaison a montré que les deux transistors disposent quasiment de la même performance en termes de stabilité P2P.

Certaines perspectives liées à ces travaux et qui concernent la technologie InAlGa_N/Ga_N et le banc de mesure temporelle d'XLIM ont été lancées.

Conclusion générale

Les travaux de cette thèse portent sur trois sujets principaux : une nouvelle méthode de mesure temporelle RF et BF des transistors HEMTs GaN, un modèle électrothermique non-linéaire avec un nouveau modèle de piège thermique et une méthodologie temporelle pour étudier la stabilité pulse à pulse des dispositifs HEMTs en technologie GaN.

Après une brève introduction des propriétés et des capacités de la technologie GaN pour les applications de puissance dans les systèmes radar, les principes généraux d'un système radar impulsionnel ainsi que le critère de la stabilité pulse à pulse, qui est une caractéristique importante pour réaliser un système performant, ont été présentés dans le premier chapitre. Puis deux formulations mathématiques permettant de calculer la stabilité pulse à pulse en amplitude et en phase d'une rafale radar à partir des valeurs temporelles de l'enveloppe de ce signal (Ecart-type et RMS) ont été présentées, et une étude bibliographique des travaux de recherche effectués sur la stabilité P2P a été synthétisée à la fin de ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre présente plusieurs techniques de caractérisation afin d'établir un modèle non-linéaire électrothermique d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN. Cette modélisation non-linéaire a requis la mesure des paramètres [S] en mode CW et impulsionnel permettant respectivement la détermination du modèle électrique linéaire et la modélisation des capacités non-linéaires. Puis, des mesures I-V impulsionnelles ont été réalisées à différentes températures ayant pour objectif la modélisation de la source de courant de drain thermique. Enfin, une caractérisation I-V en mode continu ainsi qu'une mesure des transitoires de courant après une longue impulsion ont été effectuées, grâce auxquelles les cellules électrothermiques ont été déterminées.

Bien que l'impact des phénomènes thermiques sur le fonctionnement des HEMTs AlGaIn/GaN a été illustré dans le chapitre II, le troisième chapitre, quant à lui, s'est intéressé aux mesures et modélisations des effets de pièges qui ont également une influence directe

sur les performances en puissance de transistors en technologie GaN. La méthodologie de caractérisation de pièges repose principalement sur des mesures I-V impulsionnelles à différentes polarisations à partir desquelles les taux de piégeage drain-lag et gate-lag ont été déterminés pour valider le modèle de pièges initial non-thermique. Par la suite, la mesure de l'admittance de sortie basse fréquence Y_{22} du transistor étudié a été réalisée à différentes températures permettant de déterminer la signature du piège (énergie d'activation E_a et section de capture σ_n) et de proposer un nouveau modèle de piège thermique, dont la constante de temps d'émission τ_{EMI_D} et le taux de piégeage K_D sont dépendants de la température, permettant de reproduire en simulation la dispersion fréquentielle en basse fréquence de la partie imaginaire $Imag(Y_{22})$ provoquée par la variation de la température. La validation du nouveau modèle de piège ainsi que l'importance de la prise en compte de la température lors de cette modélisation ont été illustrées à travers une comparaison entre les simulations réalisées avec différentes configurations de modèle de piège et la mesure des performances "Load-Pull".

En complément des différentes techniques de caractérisation spécifiques de pièges déjà développées lors de travaux de recherche précédents, l'essentiel de notre travail était de présenter le fort potentiel d'une nouvelle technique de mesure temporelle sous-pointes pour l'extraction de la réponse temporelle du courant basse fréquence I_{ds_BF} à des rafales irrégulières d'impulsions RF. Les résultats de comportements du courant I_{ds_BF} ont démontré la capacité de telles mesures à obtenir une meilleure représentation des différents comportements dynamiques des HEMTs GaN. En outre, l'exploitation de la mesure I_{ds_BF} a montré une très forte sensibilité permettant d'améliorer la modélisation non-linéaire des effets de piégeage dans un HEMT GaN.

La problématique du dernier chapitre s'est centrée sur la mesure et la simulation de la stabilité pulse à pulse dans le cadre d'une rafale radar irrégulière. Nous avons présenté dans ce chapitre le banc de mesure temporelle 4-canaux à base de THA utilisant la technique de démodulation DQD développée pour les besoins de mesures de stabilité P2P au sein du laboratoire XLIM. Les mesures de stabilité P2P effectuées avec ce système de mesure ont montré l'impact majeur de la première impulsion de la rafale sur la stabilité P2P aussi bien pour la phase que pour l'amplitude car elle est la plus affectée par les effets mémoire propres à la technologie GaN.

La sensibilité de la stabilité P2P a été étudiée en fonction de l'impédance de charge (pour deux impédances de charge différentes correspondant à 50Ω et à l'optimum de PAE), du niveau de puissance d'entrée, et du point de polarisation. Cette étude a montré que le critère de stabilité P2P doit être pris en considération dès la phase de conception d'un amplificateur de puissance pour un système radar au même titre que la PAE.

En complément du développement de mesures temporelles des rafales radar, un autre

point important de nos travaux portait sur la simulation non-linéaire de la stabilité P2P au niveau d'un transistor lorsqu'il est soumis à des trains d'impulsions irrégulières. Après avoir justifié le choix de la simulation non-linéaire en transitoire d'enveloppe, les résultats de stabilité P2P mesurés ont été utilisés comme un outil très performant de modélisation non-linéaire des HEMTs AlGa_N/Ga_N afin d'optimiser le modèle électrothermique et le modèle thermique de pièges du transistor étudié, étant donné la sensibilité de la stabilité P2P aux effets mémoires. Le réajustement de différents paramètres du modèle de piège a permis d'augmenter la précision du modèle complet et de mieux prédire le comportement dynamique du HEMT Ga_N étudié.

À la fin du dernier chapitre, l'impact des effets mémoires sur les performances RF et BF a été discuté. Puis, une comparaison de profils de stabilité P2P de deux technologies HEMT AlGa_N/Ga_N provenant de différentes fonderies a été présentée montrant des niveaux similaires de stabilité P2P.

Les prolongements et perspectives de ces travaux pourraient concerner dans un premier temps le banc de mesure temporelle d'XLIM. Il serait possible de mesurer simultanément et d'une manière directe les enveloppes complexes temporelles RF au niveau des harmoniques ainsi que les courants/tensions BF aux entrée/sortie du DST en intégrant un CAN 8-canaux disposant d'une bande plus large que celui utilisé dans ces travaux. De plus, l'utilisation d'une technique de démodulation adaptée permettra de faciliter l'étude de l'impact des différents paramètres du signal de test sur la stabilité P2P.

Le modèle non-linéaire électrothermique et de piège thermique établi à l'aide de nouvelles méthodes de mesures temporelles pourrait être utilisé pour la conception d'un amplificateur de puissance tout en prenant en compte les résultats de stabilité P2P obtenus.

Des études concernant l'amélioration de la stabilité pulse à pulse, telles que l'utilisation d'une pré-impulsion sur la grille avant chaque impulsion RF, pourraient être complémentaires à ces travaux de thèse.

La caractérisation de nouvelles technologies de transistors HEMTs InAlGa_N/Ga_N en termes de stabilité P2P afin de juger leurs performances pour les applications radars en comparaison à la technologie AlGa_N/Ga_N représente également une perspective complémentaire à ces travaux.

Bibliographie

- [1] F. Padovani and R. Stratton, “Field and thermionic-field emission in schottky barriers,” in *Solid-State Electronics*, no. 695707, 1966, p. 9.
- [2] O. Ambacher, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, W. J. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, L. Wittmer, M. Stutzmann, W. Rieger, and J. Hilsenbeck, “Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGa_N/Ga_N heterostructures,” in *Journal of Applied Physics*, vol. 85, no. 695707, 1999, pp. 3222–3233.
- [3] K. K. Chu, T. Yurovchak, P. C. Chao, and C. T. Creamer, “Thermal Modeling of High Power GaN-on-Diamond HEMTs Fabricated by Low-Temperature Device Transfer Process,” in *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Oct 2013, pp. 1–4.
- [4] K. K. Chu, P. C. Chao, J. A. Diaz, T. Yurovchak, C. T. Creamer, S. Sweetland, R. L. Kallaher, and C. McGray, “S2-T4 : Low-temperature substrate bonding technology for high power GaN-on-diamond HEMTs,” in *Lester Eastman Conference on High Performance Devices (LEC)*, Aug 2014, pp. 1–4.
- [5] A. Vescan, P. Gluche, W. Ebert, and E. Kohn, “High-temperature, high-voltage operation of pulse-doped diamond MESFET,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 222–224, May 1997.
- [6] O. Jardel, “Contribution à la Modélisation des Transistors pour l’Amplification de Puissance aux Fréquence microondes : Développement d’un nouveau Modèle Electrothermique de HEMT AlGa_N/Ga_N incluant les Effets de Pièges,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Mars 2015.
- [7] C. Kittel, “Introduction to solid state physics,” vol. 2, 1957, Wiley.
- [8] S. Bouzid, “Réalisation et caractérisation de transistors HEMTs Ga_N pour des applications dans le domaine millimétrique,” Ph.D. dissertation, Université de Lille, 2013.
- [9] F. Schwierz, “Wide Bandgap and Other Non-III-V RF Transistors : Trends and Prospects,” ASU Tempe-25 March 2004.

-
- [10] V. Kumar, W. Lu, R. Schwindt, A. Kuliev, G. Simin, J. Yang, M. A. Khan, and I. Adesida, "AlGaN/GaN HEMTs on SiC with fT of over 120 GHz," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 23, no. 8, pp. 455–457, Aug 2002.
- [11] J. P. Ibbetson, P. T. Fini, K. D. Ness, S. P. DenBaars, J. S. Speck, and U. K. Mishra, "Polarization effects, surface states, and the source of electrons in Al- GaN/GaN heterostructure field effect transistors," *Applied Physics Letters*, vol. 77, no. 2, p. 250, 2000.
- [12] L. Hsu and W. Walukiewicz, "Effect of polarization fields on transport properties in AlGaN/GaN heterostructures," *Applied Physics Letters*, vol. 89, p. 1783, 2003.
- [13] Y. Zhang, I. P. Smorchkova, C. R. Elsass, S. Keller, J. P. Ibbetson, S. Denbaars, U. K. Mishra, and J. Singh, "Charge control and mobility in AlGaN/GaN transistors : Experimental and theoretical studies," *Journal of Applied Physics*, vol. 87, no. 11, p. 7981, 2000.
- [14] S.C.Binari, W.Kruppa, H.B.Dietrich, G.Kelner, A.E.Wickenden, and J.A.FreitasJr, "Fabrication and characterization of GaN FETs," *Solid-State Electronics*, vol. 41, no. 10, pp. 1549–1554, 1997.
- [15] 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," *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium*, p. 541, Oct 2005.
- [16] S. M. Sze, "Semiconductor Devices - Physics and Technology," Wiley, 1985.
- [17] M. Shur, "GaN And Related Materials For High Power Applications," *Symposium E – Power Semiconductor Materials Devices*, vol. 483, no. 15, 1997.
- [18] J. Kuzmik, "Power electronics on InAlN/(In)GaN : Prospect for a record performance," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 510–512, Nov 2001.
- [19] K. Horio, A. Wakabayashi, and T. Yamada, "Two-dimensional analysis of substrate-trap effects on turn-on characteristics in GaAs MESFETs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 617–624, Mars 2000.
- [20] P. Klein, S. Binari, J. Freitas, and A. Wickenden, "Photoionization Spectroscopy of Traps in GaN Metal-Semiconductor Field-Effect Transistors," *Journal of Applied Physics*, vol. 88, no. 5, p. 2843, 2000.
- [21] C. Charbonniaud, S. De Meyer, R. Quéré, and J.-P. Teyssier, "Electrothermal and trapping effects characterisation of AlGaN/GaN HEMTs," *GaAs Conference, European Microwave Week*, pp. 202–204, Oct 2003.
- [22] R. Dietrich, A. Vescan, A. Wieszt, H. Leier, K. Boutros, J. Redwing, K. Kornitzer, R. Freitag, T. Ebner, and K. Thonke, "Effect of Illumination on the Electrical Characteristics of AlGaN/GaN FETs," *Physica Status Solidi A*, vol. 167, no. 1, p. 209, 1999.

- [23] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra, "The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGaIn/GaN HFETs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 560–566, Mar 2001.
- [24] P. M. Fabis and H. Windischmann, "Thermal Management Enhancement for GaAs Devices Using CVD Diamond Heat Spreaders in a Plastic Package Environment," *Journal of Electronic Packaging*, vol. 122, pp. 92–97, 2000.
- [25] S. C. Binari, P. B. Klein, and T. E. Kazior, "Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1048–1058, Jun 2002.
- [26] J. DARRICAU, "Physique et théorie du radar," *Troisième Édition*, 1993.
- [27] Carpentier, "Radar : Bases modernes," *Edition Masson*, 1993.
- [28] E. J. BARLOW, "Doppler radar," *I.R.E. Proceedings*, pp. 340–355, April 1948.
- [29] "Target and clutter scattering and their effects on military radar performance," *NATO*, 1991.
- [30] J. L. Meyzonnette, "Capteurs à semi-conducteurs et applications," 2007.
- [31] J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant, and P. Eudeline, "Measured and Simulated Impact of Irregular Radar Pulse Trains on the Pulse-to-Pulse Stability of Microwave Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 12, pp. 3538–3548, Dec 2014.
- [32] C. Salmer, P. Eudeline, and P. A. Rolland, "Pulse to Pulse Stability of Solid State Transmitter Module for Radars Application," in *28th European Microwave Conference*, vol. 2, Oct 1998, pp. 79–84.
- [33] M. Cicolani, "High power modular S-band solid state transmitter family for ATC and naval radar applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, vol. 3, June 2000, pp. 1723–1726 vol.3.
- [34] M. Cicolani, A. Gentile, S. Maccaroni, and L. Marescialli, "Pulse-to-Pulse Stability Characteristics of Robust Design Centered High Performances/Low Cost T/R Module," in *European Microwave Conference*, Sept 2006, pp. 1802–1805.
- [35] J. Delprato, M. Campovecchio, D. Barataud, P. Eudeline, and C. Tolant, "Impact of the duty cycle on the pulse-to-pulse stability of a GaN power amplifier," in *21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, May 2016, pp. 1–3.
- [36] F. Dhondt, C. Salmer, and P. Eudeline, "Quantified effects of low frequency radiations on high power amplifiers pulse to pulse stability," in *30th European Microwave Conference*, Oct 2000, pp. 1–4.

-
- [37] G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, F. Rampazzo, F. Zanon, A. Tazzoli, M. Meneghini, and E. Zanoni, "Reliability of GaN High-Electron-Mobility Transistors : State of the Art and Perspectives," *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 8, no. 2, pp. 332–343, June 2008.
- [38] C. Salmer, "Contribution à l'étude de la stabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur état solide pour radar," Ph.D. dissertation, Université de Lille, Mars 1999.
- [39] M. Hanczor and M. Kumar, "12-kW S-band solid-state transmitter for modern radar systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 12, pp. 2237–2242, Dec 1993.
- [40] M. Kumar, M. Hanczor, H. Voigt, G. Cambigianis, R. Sachs, and C. Bonilla, "22-kW next generation low cost S-band solid state transmitter for surveillance and air traffic control radars," in *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, May 1995, pp. 1601–1604 vol.3.
- [41] B. Sen and M. Kayhan, "Pulse To pulse stability and receiver protection considerations of S band transmit receive module," in *IEEE Radar Conference*, May 2014, pp. 0958–0961.
- [42] J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant, and P. Eudeline, "Time-domain envelope measurements and simulations of pulse-to-pulse stability in microwave power amplifiers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, June 2014, pp. 1–4.
- [43] D. McCann and C. Zhu, "Improving upon pulse-to-pulse stability in GaN RADAR amplifiers compromised by the presence of GaN trapping effects," in *European Microwave Conference (EuMC)*, Sept 2015, pp. 634–637.
- [44] C. G. Tua, T. Pratt, and A. I. Zaghloul, "A Study of Interpulse Instability in Gallium Nitride Power Amplifiers in Multifunction Radars," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 11, pp. 3732–3747, Nov 2016.
- [45] H. R. Dhanyal, A. Ahmed, M. Javed, T. Javed, A. Burney, and N. Ahsan, "Design development of 45 watt GaN HEMT power amplifier with high speed gate switching for pulsed radar application," in *15th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)*, Jan 2018, pp. 858–861.
- [46] S. Nuttinck, E. Gebara, J. Laskar, N. Rorsman, J. Olsson, H. Zirath, K. Eklund, and M. Harris, "Comparison between Si-LDMOS and GaN-based microwave power transistors," in *Proceedings. IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices*, Aug 2002, pp. 149–154.
- [47] E. Mitani, M. Aojima, and S. Sano, "A kW-class AlGaIn/GaN HEMT pallet amplifier for S-band high power application," in *European Microwave Integrated Circuit Conference*, Oct 2007, pp. 176–179.
-

- [48] A. Benvegna, “Trapping and Reliability investigations in GaN-based HEMTs,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Septembre 2016.
- [49] I. Angelov, K. Kanaya, S. Goto, and M. Abbasi, “On the High Frequency de-embedding amp; modeling of FET devices,” in *73rd ARFTG Microwave Measurement Conference*, June 2009, pp. 1–4.
- [50] J. Portilla, M. Campovecchio, R. Quere, and J. Obregon, “A new coherent extraction method of FETs and Hemts models for MMIC applications,” *European GaAs Symposium, Torino*, pp. 377–380, Avril 1994.
- [51] G. Dambrine, “Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent,” Ph.D. dissertation, Université de Lille, 1989.
- [52] P. Nakkala, A. Martin, M. Campovecchio, S. Laurent, P. Bouysse, E. Bergeault, R. Quéré, O. Jardel, and S. Piotrowicz, “Pulsed characterisation of trapping dynamics in al-gan/gan hemts,” *Electronics Letters*, vol. 49, no. 22, pp. 1406–1407, Oct 2013.
- [53] *Pulsed IV overshoots and resistive Networks, Application note AN01MT930J*, <https://www.amcad-engineering.com/IMG/File/IVCAD%20AN%20Overshoots%20PIV%20MT930J.pdf>.
- [54] *MT930B – Visualization Suite, Operation manual v3.4*, https://www.maurymw.com/MW_RF/IVCAD_Visualization.php.
- [55] *MT930J/K – Pulsed IV/S-Parameters Measurements, Operation manual v3.3.9*, https://www.amcad-engineering.com/assets/ivcad_datasheet.pdf.
- [56] J. P. Teyssier, J. P. Viaud, and R. Quere, “A new nonlinear I(V) model for FET devices including breakdown effects,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 104–106, April 1994.
- [57] R. Castagne, J. Duchemin, M. Gloanec, and C. Rumelhard, “Circuits intégrés en arséniure de gallium,” 1989.
- [58] J. Joh, J. A. del Alamo, U. Chowdhury, T. Chou, H. Tserng, and J. L. Jimenez, “Measurement of Channel Temperature in GaN High-Electron Mobility Transistors,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 56, no. 12, pp. 2895–2901, Dec 2009.
- [59] C. Florian, A. Santarelli, R. Cignani, and F. Filicori, “Charaterization of the Nonlinear Thermal Resistance and pulsed Thermal Dynamic Behavior of AlGaIn-GaN HEMTs on SiC,” *IEEE Transactions On Electron Devices*, vol. 61, no. 5, Dec 2013.
- [60] M. Kuball, J. M. Hayes, M. J. Uren, I. Martin, J. C. H. Birbeck, R. S. Balmer, and B. T. Hughes, “Measurement of temperature in active high-power AlGaIn/GaN HFETs using Raman spectroscopy,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 7–9, Jan 2002.

-
- [61] R. Aubry, C. Dua, J.-C. Jacquet, F. Lemaire, P. Galtier, B. Dessertenne, Y. Cordier, M.-A. DiForte-Poisson, and S. L. Delage, "Temperature measurement in AlGaN/GaN High-Electron-Mobility Transistors using micro-Raman scattering spectroscopy," *EPJ Applied Physics*, vol. 30, no. 2, pp. 77–82, May 2005.
- [62] G. Mouginot, "Potentialités des transistors HEMT AlGaN-GaN pour l'amplification large bande de fréquence; effets limitatifs et modélisation," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Mars 2011.
- [63] M. Avcu, "Caractérisation des effets parasites dans les HEMTs GaN : développement d'un banc de mesure 3ω ," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Mars 2015.
- [64] W. Lu, V. Kumar, R. Schwindt, E. Piner, and I. Adesida, "Statistics of the recombinations of holes and electrons," in *Phys. Rev.*, vol. 87, no. 5, 1952, p. 835.
- [65] H. Morkoc, "Handbook of nitride semiconductors and devices," in *Wiley-VCH*, vol. 1, 2008.
- [66] W. Lu, V. Kumar, R. Schwindt, E. Piner, and I. Adesida, "A comparative study of surface passivation on AlGaN/GaN HEMTs," in *Solid-State Electron*, vol. 46, no. 9, 2002, pp. 1441–1444.
- [67] P. Blood and J. J. Harris, "Deep states in GaAs grown by molecular beam epitaxy," in *Journal of Applied Physics*, vol. 56, no. 4, 1984, pp. 993–1007.
- [68] J. Criado, A. Gomez, E. Calleja, and E. M. Noz, "Novel method to determine capture crosssection activation energies by deep-level transient spectroscopy techniques," in *Applied Physics Letters*, vol. 52, no. 8, 1984, pp. 660–661.
- [69] J. Pernot, C. Ulzhöfer, P. Muret, B. Beaumont, and P. Gibart, "Free energy and capture cross section of the E2 trap in n-type GaN," in *physica status solidi*, vol. 202, no. 4, Feb 2005, pp. 609–613.
- [70] J. Lauwaert, J. V. Gheluwe, and P. Clauws, "An accurate analytical approximation to the capacitance transient amplitude in deep level transient spectroscopy for fitting carrier capture data," in *Review of Scientific Instruments*, vol. 79, no. 093902, Sep 2008, pp. 609–613.
- [71] P. Audren, J. M. Dumas, M. P. Favennec, and S. Mottet, "Étude des pièges dans les transistors à haute mobilité électronique sur GaAs à l'aide de la méthode dite de "relaxation isotherme". Corrélation avec les anomalies de fonctionnement," in *J. Phys. III*, vol. 3, Feb 1993, pp. 185–206.
- [72] W. Chikhaoui, "Étude des mécanismes physiques responsables des dysfonctionnements des transistors HEMTs à base d'hétérostructures AlGaN/GaN et AlInN/GaN," Ph.D. dissertation, Université de Lyon, Juin 2011.

- [73] C. Potier, “Caractérisation et modélisation des pièges par des mesures de dispersion basse-fréquence dans les technologies HEMT InAlN/GaN pour l’amplification de puissance en gamme millimétrique,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Février 2016.
- [74] A. Chantre, G. Vincent, and D. Bois, “Deep-level optical spectroscopy in GaAs,” in *Phys. Rev. B*, vol. 23, no. 10, 1981, p. 5335.
- [75] D. L. Losee, “Admittance spectroscopy of deep impurity levels : ZnTe Schottky barriers,” in *Appl. Phys. Lett.*, vol. 21, no. 2, Oct 2003, pp. 54–56.
- [76] A. E. Rafei, G. Callet, G. Mougnot, J. Faraj, S. Laurent, M. Prigent, R. Quere, O. Jardel, and S. Delage, “DC (10 Hz) to RF (40 GHz) output conduction extraction by S-parameters measurements for in-depth characterization of AlInN/GaN HEMTs, focusing on low frequency dispersion effects,” in *2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference*, Oct 2011, pp. 5–8.
- [77] S. D. Nsele, L. Escotte, J. Tartarin, S. Piotrowicz, and S. L. Delage, “Broadband Frequency Dispersion Small-Signal Modeling of the Output Conductance and Transconductance in AlInN/GaN HEMTs,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, no. 4, pp. 1372–1378, April 2013.
- [78] C. Potier, A. Martin, M. Campovecchio, S. Laurent, R. Quere, J. C. Jacquet, O. Jardel, S. Piotrowicz, and S. Delage, “Trap characterization of microwave GaN HEMTs based on frequency dispersion of the output-admittance,” in *2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference*, Oct 2014, pp. 464–467.
- [79] C. Potier, J. C. Jacquet, C. Dua, A. Martin, M. Campovecchio, M. Oualli, O. Jardel, S. Laurent, R. Aubry, O. Patard, P. Gamarra, M. D. Forte-Poisson, S. Delage, and R. Quéré., “Highlighting trapping phenomena in microwave GaN HEMTs by low-frequency S-Parameters,” in *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 7, no. 3-4, June 2015, pp. 287–296.
- [80] *E5061B ENA Series Network Analyzer manuel*, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E5061-90008.pdf>.
- [81] C. Camacho-Peñalosa and C. S. Aitchison, “Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies,” *Electronics Letters*, vol. 21, no. 12, pp. 528–529, June 1985.
- [82] G. A. Umana-Membreno, J. M. Dell, B. D. Nener, L. Faraone, G. Parish, Y. Wu, and U. K. Mishra, “Low-temperature shallow-trap related output-admittance frequency dispersion in AlGaIn/GaN MODFETs,” in *1998 Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices. Proceedings (Cat. No.98EX140)*, Dec 1998, pp. 252–255.

- [83] R. Quéré, J. C. Nallatamby, S. Laurent, A. Benvegna, and D. Barataud, "Characterization and modeling of large signal dynamics of GaN HEMTs," in *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, vol. 1, Dec 2015, pp. 1–2.
- [84] S. Fakhfakh, M. B. Sassi, A. Martin, G. Neveux, D. Barataud, and M. Campovecchio, "On-wafer time-domain characterization of power GaN HEMTs for accurate nonlinear modelling of thermal and trapping effects and their impacts on pulse to pulse reliability," in *Workshop MicrowaveRF "Reliability of microwave components and electronic systems"*, Salon Microwave RF, Paris Expo, Porte de Versailles, Mars 2018.
- [85] *MathWorks France, MATLAB - Le langage du calcul scientifique*, <http://www.mathworks.fr/products/matlab/>.
- [86] L. Ayari, "Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes RF non linéaires," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Décembre 2016.
- [87] O. Jardel, S. Laurent, T. Reveyrand, R. Quéré, P. Nakkala, A. Martin, S. Piotrowicz, M. Campovecchio, and S. L. Delage, "Modeling of trap induced dispersion of large signal dynamic Characteristics of GaN HEMTs," in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, June 2013, pp. 1–4.
- [88] A. Ferrero and U. Pisani, "An improved calibration technique for on-wafer large-signal transistor characterization," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 2, pp. 360–364, April 1993.
- [89] U. Pisani and A. Ferrero, "A unified calibration algorithm for scattering and load pull measurement," in *Quality Measurement : The Indispensable Bridge between Theory and Reality (No Measurements? No Science! Joint Conference - 1996 : IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference and IMEKO Tec*, vol. 2, June 1996, pp. 1250–1253 vol.2.
- [90] *Rohde Schwarz*, <http://www.rohde-schwarz.com/>.
- [91] *RS-K6 Pulse Sequencer*, http://www.rohdeschwarz.fr/fr/Produits/Test_Mesure/Signal_Generators/SMBVK6.html.
- [92] S. Fakhfakh, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux, and D. Barataud, "On-wafer Time-Domain and Low-Frequency Measurements of GaN HEMTs for Accurate Trap Modeling and its Impact on Pulse-to-Pulse Stability," in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, July 2018, pp. 1–3.
- [93] J. Delprato, "Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2016.

- [94] J. Delprato, A. Delias, P. Medrel, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, A. Martin, P. Bouysse, J. M. Nebus, C. Tolant, and P. Eudeline, “Pulsed gate bias control of GaN HEMTs to improve pulse-to-pulse stability in radar applications,” *Electronics Letters*, vol. 51, no. 13, pp. 1023–1025, 2015.
- [95] S. Fakhfakh, L. Ayari, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux, and D. Barataud, “On-wafer time-domain measurement of pulse-to-pulse stability for microwave power GaN HEMT,” in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, June 2017, pp. 617–620.
- [96] F. T. Inc, *FX331A data sheet*, <http://www.fmaxtech.com/>.
- [97] K. E. Akhdar, “Contribution à la mesure temporelle calibrée ultra-large bande de multipôles non linéaires microondes,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Décembre 2013.
- [98] M. Mahoney, “DSP-Based Testing of Analog and Mixed-Signal Circuits,” *IEEE Computer Society Press, Los Alamitos, California*, 1987.
- [99] C.-H. Tseng and H.-F. Chien, “Digital quadrature demodulation of multiple RF signals,” in *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005.*, June 2005, pp. 37–41.
- [100] F. Medjdoub, J. F. Carlin, C. Gaquière, N. Grandjean, and E. Kohn, “Status of the emerging InAlN/GaN power HEMT technology,” *Open Elect. Electron. Eng. J.*, vol. 2, pp. 1–7, Jan. 2008.
- [101] M. Rzin, J. Routoure, B. Guillet, L. Méchin, M. Morales, C. Lacam, P. Gamarra, P. Ruterana, and F. Medjdoub, “Impact of Gate–Drain Spacing on Low-Frequency Noise Performance of In Situ SiN Passivated InAlGaN/GaN MIS-HEMTs,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, no. 7, pp. 2820–2825, July 2017.
- [102] K. Makiyama, S. Ozaki, T. Ohki, N. Okamoto, Y. Minoura, Y. Niida, Y. Kamada, K. Joshin, K. Watanabe, and Y. Miyamoto, “Collapse-free high power InAlGaN/GaN-HEMT with 3 W/mm at 96 GHz,” in *2015 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Dec 2015, pp. 9.1.1–9.1.4.
- [103] Y. Liu, H. Jiang, S. Arulkumaran, T. Egawa, B. Zhang, and H. Ishikawa, “Demonstration of undoped quaternary AlInGaN/GaN heterostructure field-effect transistor on sapphire substrate,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 86, no. 22, p. 223510, 2005.
- [104] T. Lim, R. Aidam, P. Waltreit, T. Henkel, R. Quay, R. Lozar, T. Maier, L. Kirste, and O. Ambacher, “GaN-Based Submicrometer HEMTs With Lattice-Matched InAlGaN Barrier Grown by MBE,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 31, no. 7, pp. 671–673, July 2010.
- [105] R. Wang, G. Li, G. Karbasian, J. Guo, B. Song, Y. Yue, Z. Hu, O. Laboutin, Y. Cao, W. Johnson, G. Snider, P. Fay, D. Jena, and H. G. Xing, “Quaternary Barrier InAlGaN HEMTs

With f_T/f_{\max} of 230/300 GHz,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 34, no. 3, pp. 378–380, March 2013.

- [106] N. Ketteniss, L. R. Khoshroo, M. Eickelkamp¹, M. Heuken, H. Kalisch¹, R. H. Jansen, and A. Vescan, “Study on quaternary AlInGaN/GaN HFETs grown on sapphire substrates,” *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 25, no. 7, p. 075013, Jun 2010.
- [107] E. Dogmus, R. Kabouche, S. Lepilliet, A. Linge, M. Zegaoui, H. B. Ammar, M. P. Chauvat, P. Ruterana, P. Gamarra, C. Lacam, M. Tordjman, and F. Medjdoub, “InAlGaN/GaN HEMTs at cryogenic temperatures,” *Electronics.*, vol. 5, no. 2, p. 31, 2016.
- [108] Y. Niida, Y. Kamada, T. Ohki, S. Ozaki, K. Makiyama, Y. Minoura, N. Okamoto, M. Sato, K. Joshin, and K. Watanabe, “3.6 W/mm high power density W-band InAlGaN/GaN HEMT MMIC power amplifier,” in *2016 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, Jan 2016, pp. 24–26.
- [109] C. Potier, S. Piotrowicz, O. Patard, P. Gamarra, P. Altuntas, E. Chartier, C. Dua, J. C. Jacquet, C. Lacam, N. Michel, M. Oualli, S. L. Delage, C. Chang, and J. Gruenenpuett, “First results on Ka band MMIC power amplifiers based on InAlGaN/GaN HEMT technology,” in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, July 2018, pp. 1–3.
- [110] S. L. Delage, S. Piotrowicz, O. Patard, J. Jacquet, P. Gamarra, C. Dua, P. Altuntas, N. Michel, E. Charier, C. Potier, M. Oualli, C. Lacam, C. Chang, H. Blanck, P. Fellon, and D. Floriot, “InAlGaN/GaN HEMT technology for Ka band applications,” in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, May 2018, pp. 234–237.

Publications relatives à ces travaux

[1] S. Fakhfakh, L. Ayari, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux et D. Barataud "Mesures temporelles sous pointes de la stabilité pulse à pulse des transistors HEMT GaN de puissance", 20èmes Journées Nationales Micro-Ondes, Saint Malo, France. 4pp. DA-P1, May 2017.

[2] L. Ayari, M. Ben Sassi, S. Fakhfakh, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux et D. Barataud "Système de caractérisation calibré de dispositifs non linéaires pour l'extraction cohérente des enveloppes temporelles RF et des composantes BF associées ", 20èmes Journées Nationales Micro-Ondes, Saint Malo, France. 4pp. DA-P1, May 2017.

[3] S. Fakhfakh, L. Ayari, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux and D. Barataud "On-wafer time-domain measurement of pulse-to-pulse stability for microwave power GaN HEMT", in IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp. 617-620, Honolulu, HI, USA, 4-9 June 2017.

[4] S. Fakhfakh, M. Ben Sassi, A. Martin, G. Neveux, D. Barataud and M. Campovecchio "On-wafer time-domain characterization of power GaN HEMTs for accurate nonlinear modelling of thermal and trapping effects and their impacts on pulse to pulse reliability", in Workshop Microwave & RF « Reliability of microwave components and electronic systems », Salon MicrowaveRF, Paris Expo, Porte de Versailles, 21-22 Mars 2018.

[5] S. Fakhfakh, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux and D. Barataud "On-wafer time-domain and low-frequency measurements of GaN HEMTs for accurate modeling of traps and its impact on pulse-to-pulse stability", in IEEE International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-wave Circuits, INMMiC 2018, Brive, France, 4-7 Jul. 2018.

[6] S. Fakhfakh, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux and D. Barataud "On-Wafer Time-Domain Measurement of Pulse-to-Pulse Stability and Low-Frequency Drain Current as a Modeling Tool for AlGaIn/GaN HEMTs" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 67, NO. 06, JUNE 2019.

RÉSUMÉ

La capacité d'un émetteur radar à assurer la bonne détection des cibles mouvantes sans générer de fausses alertes dépend principalement de sa stabilité pulse à pulse qui est affectée par de nombreux facteurs tels que les effets mécaniques, thermiques et électriques. Cependant, la stabilité pulse à pulse d'un émetteur radar à impulsions est liée à celle de ses amplificateurs de puissance, et plus particulièrement à la technologie des dispositifs actifs. Dans ce sens, ce travail présente une analyse de ce critère radar au plus près du composant (au niveau d'un transistor HEMT GaN) dans le cas d'une rafale radar d'impulsions irrégulières. Un nouveau banc de mesure temporelle d'enveloppe 4-canaux à base de THA a été développé pour les besoins de mesure de stabilité pulse à pulse. Ce système de mesure permet aussi d'extraire la réponse temporelle de courant basse fréquence à des rafales irrégulières d'impulsions RF. Bien que cette configuration ait été initialement développée pour caractériser la spécification critique de la stabilité pulse à pulse pour les applications radar, elle a montré un énorme potentiel pour la modélisation des pièges lors des simulations temporelles d'enveloppe, en complément des différentes techniques de caractérisation des pièges (I-V impulsionnelle, dispersion basse-fréquence de l'admittance de sortie Y_{22}).

Mots clés : *HEMT GaN, Caractérisation temporelle d'enveloppe, Simulations non-linéaires d'enveloppe, Stabilité pulse à pulse, Courant de drain basse-fréquence, Effets thermiques, Effets de pièges, Température.*

ABSTRACT

The capability of a radar transmitter to ensure clutter rejection depends mainly on its pulse-to-pulse stability, which is affected by many factors such as mechanical, thermal, and electrical effects. However, the P2P stability of a pulsed radar transmitter is linked to that of its power amplifiers, and more specifically on the active device technology. In this context, this work presents the analysis of this radar criterion at device level (GaN HEMT transistor) in the case of a radar burst of RF pulses. A new on-wafer time-domain envelope measurement setup based on a 4-channel THA receiver has been developed to characterize pulse-to-pulse stability and the low-frequency drain current. While this setup was originally developed to characterize the critical specification of pulse-to-pulse stability for radar applications, it demonstrated a great potential for trap modeling in addition to the different characterization techniques of traps (pulsed I-V, low-frequency dispersion of Y_{22}).

Keywords : *GaN HEMT, Envelope Time-domain envelope measurement, Circuit envelope simulation, Pulse-to-pulse stability, Low-frequency drain current, Thermal effects, Trap effects, Temperature.*