



HAL
open science

Etude des phénomènes de piégeage sur la fiabilité à long terme des transistors à haute mobilité électronique en Nitrure de Gallium

Souhaila Bennouna

► **To cite this version:**

Souhaila Bennouna. Etude des phénomènes de piégeage sur la fiabilité à long terme des transistors à haute mobilité électronique en Nitrure de Gallium. Science des matériaux [cond-mat.mtrl-sci]. Normandie Université, 2021. Français. NNT : 2021NORMR051 . tel-03425224

HAL Id: tel-03425224

<https://theses.hal.science/tel-03425224>

Submitted on 10 Nov 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité GENIE ELECTRIQUE, ELECTRONIQUE, PHOTONIQUE ET SYSTEME

Préparée au sein de l'Université de Rouen Normandie

Etude des phénomènes de piégeage sur la fiabilité à long terme des transistors à haute mobilité électronique en Nitrure de Gallium

Présentée et soutenue par
Souhaila BENNOUNA

Thèse soutenue publiquement le 07 juillet 2021
devant le jury composé de

M. Farid Temcamani	Professeur, QUARTZ, Université de Cergy-Pontoise	Rapporteur
M. Zoubir Khatir	Directeur de recherche, SATIE, IFSTTAR, Université de Versailles	Rapporteur
M. Guillaume Ducournau	Professeur, IEMN, Université de Lille	Président
M. Bruno Guillet	Professeur, GREYC, Université de Caen	Examineur
M. Mohamed Masmoudi	Maître de conférences, GPM, Université de Rouen Normandie	Encadrant
M. Olivier Latry	Professeur, GPM, Université de Rouen Normandie	Directeur de thèse

Thèse dirigée par Olivier Latry et encadrée par Mohamed Masmoudi, Groupe de Physique des Matériaux UMR CNRS

Remerciements

Ces travaux de thèse se sont déroulés au laboratoire Groupe de Physique des Matériaux (GPM) et je tiens, à cette occasion, à remercier Messieurs Philippe Pareige et Xavier Sauvage, directeurs successifs de l'établissement, d'avoir permis le bon déroulement de ces travaux.

Mes sincères remerciements vont à Messieurs Zoubir Khatir, directeur de recherche du laboratoire SATIE, ainsi que Farid Temcamani, Professeur à l'ENSEA, qui ont accepté la responsabilité d'évaluer ce travail en leur qualité de rapporteurs. Je témoigne ma reconnaissance à Messieurs Guillaume Ducournau, Professeur à l'université de Lille, et Bruno Guillet, Professeur à l'université de Caen pour avoir accepté de prendre part de ce jury en tant qu'examineurs.

Ma gratitude s'étend naturellement à Monsieur Mohamed Masmoudi, Maître de conférences au GPM, qui a encadré ces travaux pour la confiance qu'il m'a témoigné afin de mener ce travail et pour l'implémentation des interfaces LabVIEW. Sa constante bonne humeur, ses compétences, sa patience ainsi que sa considération portée à cette étude ont été nécessaires pour compléter ces années de thèse.

Mes profonds remerciements vont naturellement à Monsieur Olivier Latty, Professeur à l'université de Rouen Normandie pour m'avoir accueilli dans l'équipe ERDEFI qu'il dirige et d'avoir supervisé mes travaux en tant que directeur de thèse. Son expérience, sa disponibilité, sa sympathie, ses compétences ainsi que ses précieuses discussions ont rendu nos échanges et nos séances de travail au GPM très productive et instructives. A travers ces années de doctorat, il m'a transmis sa rigueur scientifique et son exigence. Sa fameuse phrase "seul on va plus vite, ensemble on va plus loin" restera dans ma mémoire.

Remerciements

Je remercie tout particulièrement Monsieur Jérôme Marcon, Maitre de conférences, pour le rappel des cours de l'électronique ainsi que les cours de simulation sur Silvaco au début de ma thèse.

La thèse a bénéficié des équipements et des composants vieillis dans le cadre du projet PISTIS mené avec la DGA, THALES, et le fondeur UMS que je tiens à remercier.

Mes remerciements vont aussi aux collaborateurs du laboratoire GREYC, Madame Laurence Mechin, Monsieur Bruno Guillet, et particulièrement le post doc Yoann Lechaux, pour leur collaboration sur les mesures des pièges par la technique DLTS ainsi que le partage des données de mesures.

Je souhaite remercier également tout particulièrement Tristan Neveu, Ingénieur d'études au GPM, pour l'aide qu'il m'a apporté durant la dernière période de mesure. J'exprime toute ma gratitude à Niemat Moulitif, Maitre de conférences au GPM, et Mohamed Ndiaye, Ingénieur chez CEEVA, qui ont toujours répondu à mes questions sur l'électronique en général.

J'adresse mes sincères remerciements à l'ensemble de l'équipe ERDEFI, Pascal Dherbecourt, Professeur au GPM, et Eric Joubert, Maitre de conférences. Un grand merci à Agnes Dalle pour sa sympathie, son aide et sa gentillesse.

Je remercie infiniment Sana El Maana qui m'a supporté pendant la rédaction de cette thèse. Merci d'avoir été là quand j'en ai eu besoin...! Tu es une source inépuisable de motivation. J'ai également une pensée à mes camarades doctorants, post doc et ingénieurs de recherche qui ont partagé ces années doctorales à l'intérieur et à l'extérieur du GPM, Wadia, Sid, Rakibul, Solène, Victor, Olha, Linda, Mehdi, Andrès, Ivan

Pour finir, je ne peux oublier de remercier mes amis Meryem et Achraf Atila. Vous

Remerciements

êtes des vrais amis sur lesquels on peut toujours compter.

Ce travail est dédié à ma grand-mère Fatima et ma mère Nadia, qui m'ont accompagné tout au long de mon parcours. Vous n'avez cessé de me soutenir et de m'encourager pendant toutes ces années d'études. Grâce à mes mamans et les conseils de mon oncle Abdeljalil Boulidam je suis arrivée jusque-là. Merci pour m'avoir soutenu malgré la distance qui nous sépare. Je tiens à remercier chaleureusement mes oncles Said, Abdo et Rachid pour leur affection et les moments de décompression qu'ils ont pu m'offrir à chaque fois que j'ai eu l'occasion de les voir.

Remerciements

Table des matières

1	État de l’art sur les techniques de caractérisation de pièges	5
1.1	Semiconducteurs à base de GaN	6
1.2	Confinement quantique	9
1.2.1	Polarisation du GaN	12
1.3	Structure des HEMTs AlGa _N /Ga _N Normally on	15
1.4	Phénomène de piégeage	16
1.4.1	Explication des paramètres physiques des pièges	21
1.4.2	Indicateurs de phénomènes de piégeage observés sur des caractéristiques courant-tension	23
1.5	Techniques de caractérisation des pièges	27
1.5.1	Mesure de bruit basse-fréquence	27
1.5.2	Mesure de dispersions fréquentielles	29
1.5.3	La spectroscopie transitoire des niveaux profonds (DLTS)	29
1.5.4	Mesure de courant de drain transitoire (DCT)	31
1.5.5	Les méthodes optiques (DLOS)	32
1.5.6	Athermal direct current transient spectroscopy (A-DCTS)	32
1.5.7	Synthèse des signatures des pièges extraites avec les techniques citées ci-dessus	33
1.6	Analyse des gammes temporelles des techniques de caractérisation de piège	34

TABLE DES MATIÈRES

1.7	Conclusion	36
2	Banc de caractérisation athermique des pièges	39
2.1	Caractéristiques physiques des deux technologies GH25 et GL2D	40
2.1.1	Préparation des composants d'étude	40
2.1.2	Pièges de surface/ Pièges de buffer	43
2.2	Banc athermique de caractérisation des pièges	47
2.2.1	Méthodologie	47
2.2.2	Description générale du banc A-DCTS	49
2.2.3	Principe de la A-DCTS	50
2.2.4	Préparation du banc de mesure et Interface homme/Machine pilote le banc	51
2.2.5	Protocole pour extraction des pièges du surface	52
2.2.6	Protocole pour extraire les pièges du buffer	54
2.2.7	Extraction des paramètres physiques (Signatures des pièges)	56
2.2.8	Analyse des signatures des pièges extraites par la technique A- DCTS avec les autres techniques	67
2.3	Conclusion	69
3	Analyse électrique et physique des composants GH25 et GL2D vieillis	73
3.1	Synthèse des différents types de vieillissement	74
3.1.1	Vieillissement accéléré sous stockage thermique	74
3.1.2	Vieillissement accéléré sous polarisation inverse à haute température (HTRB)	75
3.1.3	Vieillissement par court-circuit	76
3.1.4	Vieillissement des composants GaN en Radiofréquence	76
3.1.5	Step stress	77

TABLE DES MATIÈRES

3.2	Vieillissement des composants en mode opérationnel RADAR	77
3.3	Résultats des tests de vieillissement et discussion	78
3.3.1	Caractérisations générales des composants	78
3.4	Step stress	92
3.4.1	Description générale du banc de stress	92
3.4.2	Interface Homme/Machine	93
3.4.3	Procédure de step stress	95
3.4.4	Estimation de la température de jonction T_j	97
3.5	Résultats de vieillissement des composants GH25 et GL2D	98
3.5.1	Résultats du test : step stress	99
3.5.2	Résultats test 2 : step stress recovery	101
3.5.3	Résultats test 3 :step stress RF	105
3.6	Conclusion	108

TABLE DES MATIÈRES

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques générales des deux composants d'étude.	16
1.2	Récapitulatifs des différentes énergies d'activation	33
1.3	Récapitulatifs des différentes énergies d'activation	36
2.1	Évolution des indicateurs des pièges d'un composant GH25.	46
2.2	Évolution des indicateurs des pièges d'un composant GL2D.	46
2.3	Paramètres électriques de la diode des composants GH25 et GL2D.	47
2.4	Paramètres du chronogramme lors des mesures pulsées.	51
2.5	Récapitulatif des signatures extraites des deux composants GH25 N° 038 et 039 neufs (protocole des pièges de buffer).	59
2.6	Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par la technique ADCTS.	61
2.7	Comparaison des paramètres des mesures pulsés ainsi que les caractéristiques de diodes.	63
2.8	Récapitulatif des signatures extraites des deux composants GH25 N° 038 et 039 neufs (protocole de surface).	63
2.9	Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par l'A-DCTS.	66
2.10	Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par l'A-DCTS.	66

2.11 Récapitulatifs des différentes signatures des pièges extraites par C-DLTS et A-DCTS.	67
2.12 Récapitulatifs des signatures des pièges obtenues par les différentes techniques de caractérisations : C-DLTS, A-DCTS, DCT, LFN et paramètres S.	69
3.1 Conditions du vieillissement des transistors de la technologie GH25 [22] .	78
3.2 Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant N°001.	82
3.3 Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 006.	82
3.4 Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant N° 001. . . .	82
3.5 Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant 006.	83
3.6 Résumé des évolutions GL(%) et DL(%).	84
3.7 Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 010.	84
3.8 Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant GH25 N°009.	84
3.9 Récapitulatif des signatures extraites des composant GH25 N°009 et N°010 vieillis (protocole de surface).	86
3.10 Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par la technique A-DCTS du piège E_{a1s010}	89
3.11 Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par la technique A-DCTS du piège E_{a2s010}	89
3.12 Récapitulatif des signatures extraites des composant GH25 N° 009 et N° 010 vieillis (protocole de buffer).	92
3.13 Conditions du vieillissement par step stress des transistors de la technologie GH25 et GL2D	99

LISTE DES TABLEAUX

3.14 Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 9039.	100
3.15 Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant 9039.	101
3.16 Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 9040.	102
3.17 Récapitulatif des signatures extraites des deux composants N° 4101 neuf et 9040 vieillis (protocole de buffer).	104
3.18 Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par l'A-DCTS du piège E_{a2s010}	105
3.19 Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 046.	106
3.20 Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant GH25 046.	106

LISTE DES TABLEAUX

Table des figures

1.1	Propriétés électroniques et thermiques de plusieurs semiconducteurs connus[9].	7
1.2	Arrangement des atomes dans la maille élémentaire de GaN hexagonal et cubique[10].	7
1.3	Structure de bande de GaN wurtzite[11].	8
1.4	Comparaison des principales propriétés physiques du GaN avec Si et GaAs [12].	8
1.5	Coupe schématique d'un puits quantique de GaAs intercalé entre deux couches de AlAs.	10
1.6	Hétérostructure formée en combinant deux semiconducteurs de largeurs de gap différentes.	11
1.7	Structure cristalline de wurtzite face-Ga et face-N [20].	12
1.8	Variation de la densité de polarisation en fonction de la concentration en aluminium dans la couche barrière AlGaN.	14
1.9	Caractéristiques $I_{ds}V_{gs}$ pulsées d'un HEMT AlGaN/GaN, (a) avec passivation et (b) sans passivation [30].	18
1.10	Caractéristiques de la transconductance g_mV_{gs} d'un HEMT AlGaN/GaN, (a) avec passivation et (b) sans passivation [30].	19
1.11	Localisations possibles des pièges dans la structure HEMT AlGaN/GaN.	20
1.12	Diagramme de bande énergétique à l'équilibre et à champ électrique nul.	22

TABLE DES FIGURES

1.13	Caractéristiques $I_{ds} - V_{ds}$ et $g_m - V_{gs}$ montrant l'effet de polarisation inverse[5].	24
1.14	Caractéristique $I_{ds} - V_{ds}$ montrant la présence d'un effet de coude [46]. . .	25
1.15	Caractéristique $I_{ds} - V_{gs}$ montrant le décalage de la tension de pincement [47].	26
1.16	Caractéristique $I_{ds} - V_{ds}$ montrant l'effet du current collapse d'un HEMT GaN [6].	26
1.17	Variation de la partie imaginaire du paramètre Y_{22} en fonction de la fréquence [7].	28
1.18	Tracé d'Arrhenius du piège d'énergie d'activation $E_a = 0.40eV$ et section efficace de capture $\sigma_n = 1.89 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$ [7].	28
1.19	Modèle HEMT à petit signal comprenant un piège (g_n, C_n).	29
1.20	(a) Transitoire du courant de drain I_D , (b) Spectre des constantes de temps du HEMT GaN à $V_{GS} = 1 \text{ V}$ et $V_{DS} = 6 \text{ V}$ [53].	31
1.21	Répartition des gammes temporelles des différentes techniques de caractérisation des pièges des composants HEMT GaN.	34
2.1	Schéma du circuit de l'amplificateur RF conçu au GPM[22].	41
2.2	Image d'un amplificateur RF adapté à 50Ω pour les différentes mesures de caractérisations et de vieillissement du composant GH25, le transistor se présente en boîtier.	41
2.3	Variation de la puissance de sortie P_{out} et le gain en fonction de la puissance d'entrée P_{in} du GH25, à 3 GHz, $V_{ds} = 30 \text{ V}$, $I_{dq} = 6 \text{ mA}$ à t0.	41
2.4	Caractéristique PAE- P_{in} du GH25 à 3 GHz, $V_{ds} = 30 \text{ V}$, $I_{dq} = 6 \text{ mA}$ à t0.	41
2.5	Variation de la puissance de sortie P_{out} et le gain en fonction de la puissance d'entrée P_{in} du GL2D à 3 GHz, $V_{ds} = 43.5 \text{ V}$, $I_{dq} = 100 \text{ mA}$ à t0.	42
2.6	Caractéristique PAE- P_{in} du GL2D à 3 GHz, $V_{ds} = 43.5 \text{ V}$, $I_{dq} = 100 \text{ mA}$ à t0.	42

TABLE DES FIGURES

2.7	Banc de mesure IV en mode pulsé.	43
2.8	Montage du DUT pour les mesures en IV pulsé.	43
2.9	Caractéristique de transfert d'un composant GH25 à trois points de polarisation à t_0	44
2.10	Caractéristique de transfert d'un composant GL2D à trois points de polarisation à t_0	44
2.11	Caractéristique d'entrée du GH25 à trois points de polarisation à t_0	45
2.12	Caractéristique d'entrée du GL2D à trois points de polarisation à t_0	45
2.13	Mesures de diodes en direct des deux composants GH25 et GL2D neufs.	47
2.14	Mesures de diodes en inverse des deux composants GH25 et GL2D neufs.	47
2.15	Les différentes étapes de la méthodologie de la technique ADCTS.	48
2.16	(a) Photographie et (b) schéma du banc de caractérisation de mesure transitoire du courant.	49
2.17	Chronogramme des pulses de V_{gs} et de V_{ds} défini sur le banc AMCAD.	50
2.18	Fenêtre du réglage des paramètres d'acquisition.	52
2.19	Fenêtre du réglage des paramètres du signal visualisé sur l'oscilloscope.	52
2.20	Principe de la mesure de pièges de surface.	53
2.21	Transitoires du courant de drain mesurés sur un composant neuf par la technique A-DCTS non répétables.	54
2.22	Protocole d'extraction des pièges de surface pour avoir des constantes de temps répétables.	55
2.23	Transitoires du courant de drain mesurés sur un composant neuf par la technique A-DCTS répétables.	55
2.24	Principe de la mesure des pièges du buffer.	55
2.25	Protocole d'extraction des pièges du buffer pour avoir des constantes de temps répétables.	56
2.26	Interface d'élimination de la partie piégeage.	57

TABLE DES FIGURES

2.27	Interface d'extraction de la signature des pièges.	58
2.28	Tracé d'Arrhenius des deux composants GH25 N° 038 et N° 039 neufs (protocole des pièges de buffer).	59
2.29	Reproduction du courant $I(t)$ généré par un piège ayant une énergie d'activation E_a et une section efficace de capture σ	60
2.30	Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps à différentes valeurs de températures afin de vérifier les paramètres du piège E_{a384}	60
2.31	Tracé d'Arrhenius des deux composants GH25 N° 038 et N° 039 neufs (protocole des pièges de surface).	64
2.32	Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a384} à différentes valeurs de températures pour vérifier les constantes de temps associées à E_{a384}	65
2.33	Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a395} à différentes valeurs de températures pour vérifier les constantes de temps associées à E_{a395}	65
2.34	Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a383} à différentes valeurs de températures.	66
2.35	Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a394} à différentes valeurs de températures.	66
2.36	Comparaison des tracés d'Arrhenius obtenus par la C-DLTS et A-DCTS.	68
2.37	Comparaison des tracés d'Arrhenius obtenus par la C-DLTS, A-DCTS, LFN, Paramètres S et DCT.	70
3.1	Dégradation des courants I_{dss} et $I_{gl\grave{e}ak}$ après un vieillissement HTRB effectué à $V_{ds} = 30 V - T_c = 175^\circ C$ appliqué sur un composant GH25 [88]	75
3.2	Dépendance de la variation du courant en fonction de la tension grille et de la tension drain d'un composant HFET [95].	76

TABLE DES FIGURES

3.3	Évolution des marqueurs statiques durant les étapes de stress DC et RF [97]	77
3.4	Évolution des marqueurs dynamiques durant les étapes de stress DC et RF [97]	77
3.5	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant N°C001.	80
3.6	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$ sur le composant N°001.	80
3.7	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant 006	80
3.8	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$ sur le composant N°006	80
3.9	Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N°001.	81
3.10	Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N° 006.	81
3.11	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant N° 009.	82
3.12	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant N° 010.	82
3.13	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$ sur le composant N° 009.	83
3.14	Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$ sur le composant N° 010.	83
3.15	Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N° 009.	84
3.16	Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N° 010.	84
3.17	Tracé d'Arrhenius du composant GH25 N°009 (protocole des pièges de surface).	85
3.18	Tracé d'Arrhenius du composant GH25 N° 010 (protocole des pièges de surface).	87

TABLE DES FIGURES

3.19 Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a1s010} à différentes valeurs de températures	89
3.20 Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a2s010} à différentes valeurs de températures.	89
3.21 Tracé d'Arrhenius du composant GH25 N° 010 (protocole des pièges du buffer).	91
3.22 Synoptique général du banc step stress RF	93
3.23 Photographie du banc de step stress HF pour des vieillissements en bande S.	94
3.24 interface principale du programme	94
3.25 fenêtre de paramétrage des appareils	95
3.26 Protocole du step stress en augmentant le V_{ds}	96
3.27 Principe du step stress recovery.	96
3.28 Protocole du step stress recovery	97
3.29 Évolution de la température de jonction T_j en fonction de la densité de puissance et de la température de base[103]	98
3.30 Évolution du gain (dB) et la PAE (%) durant les étapes de stress.	99
3.31 Évolution du gain (dB) et la P_{out} (dBm) durant les étapes de stress.	99
3.32 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant 9039.	100
3.33 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 50 V)$ sur le composant 9039.	100
3.34 Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant 9039.	100
3.35 Évolution du gain et du rendement pour le transistor 9039.	101
3.36 Évolution du gain et de la puissance de sortie pour le transistor 9039.	101
3.37 Évolution du gain (dB) et la PAE (%) durant les étapes de stress.	101
3.38 Évolution du gain(dB) et la P_{out} (dBm) durant les étapes de stress.	101

TABLE DES FIGURES

3.39 Évolution du gain et du rendement pour le transistor 9040. 102

3.40 Évolution du gain et de la puissance de sortie pour le transistor 9040. . . 102

3.41 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$) sur le composant 9040. 102

3.42 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$) sur le composant 9040. 102

3.43 Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant 9040. . . . 103

3.44 Tracé d'Arrhenius du composant GL2D N° 4101 et 9040 (protocole des pièges du buffer) 103

3.45 diagramme d'Arrhenius du piège d'énergie d'activation 0.23 eV et section efficace de capture de $1.9 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2$ trouvé dans [107]. 105

3.46 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$) sur le composant 046. 105

3.47 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$) sur le composant 046. 105

3.48 Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant 046. 106

3.49 Évolution du gain et du rendement pour le transistor 046. 106

3.50 Évolution du gain et de la puissance de sortie pour le transistor 046. . . . 106

3.51 Évolution du courant de drain I_d au cours du vieillissement. 107

3.52 Évolution de la puissance de sortie P_{out} et le gain au cours du vieillissement. 107

3.53 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$) du composant 4099. 108

3.54 Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (-7 V, 0 V), (-7 V, 50 V)$) du composant 4099. 108

3.55 Évolution du gain et la PAE (%) du composant 4099. 108

3.56 Évolution du gain et la puissance du composant 4099. 108

TABLE DES FIGURES

3.57 Estimation des paramètres la hauteur de barrière ϕ_b et le facteur d'idéalité n	129
3.58 Estimation de la tension de seuil V_{th}	130
3.59 Exemple de diagramme d'Arrhénius pour l'extraction de l'énergie d'activation et la section efficace de capture.	131

Introduction générale

Les Radios Detection and Ranging (RADARS) ont été destinés d'abord au domaine maritime après le naufrage du bateau Titanic qui a marqué l'humanité en 1912. A la fin du *XIX^e* siècle, Christian Hulfsmeyer a utilisé pour la première fois les ondes électromagnétiques, pour la détection de la présence de bateaux. Pendant la seconde guerre mondiale le RADAR a passé de son statut d'expérience scientifique à des applications concrètes afin de détecter les cibles le plus rapidement possible. Les systèmes RADAR utilisent de hautes bandes de fréquences. Afin d'atteindre ces bandes de fréquences de fonctionnement élevées, des semiconducteurs de grand gap sont réalisés. L'un des candidats les plus prometteurs pour atteindre ces objectifs est le Nitrure de Gallium (GaN) qui a su démontrer sa supériorité pour la réalisation des transistors à haute mobilité électronique (High Electron Mobility Transistor - HEMT). En effet, le confinement quantique des électrons à deux dimensions de l'espace dans la couche GaN entraîne une haute mobilité des électrons peut aller jusqu'à $2000 \text{ cm}^2/Vs$. Ceci résulte en une vitesse de saturation relativement élevée des porteurs de charge combinée à une résistance d'accès faible, permet la montée en fréquence des HEMTs.

L'optimisation des performances de la technologie des HEMTs GaN nécessite une étude approfondie de certains phénomènes qui nuisent à la fiabilité des composants. A l'heure actuelle, la technologie des HEMTs GaN souffrent encore des phénomènes de piégeage. Ce phénomène a été étudié dans de nombreuses études de recherche [1] [2]. Or la compréhension parfaite de l'effet des phénomènes de piégeage ainsi que leurs évolution lors du vieillissement ne sont pas suffisamment étudiées. Dans un système RADAR, la présence des pièges au sein de la structure du HEMT affectent les amplitudes ainsi que la phase des signaux. En effet, la capture et l'émission d'électrons entraîne des variations importantes du courant et par conséquent la stabilité pulse à pulse varie lors de l'ajout des effets de pièges ainsi que l'ont montré les travaux de thèse de Julien Delprato [3]. Le fonctionnement radiofréquence (RF) des HEMTs AlGaN/GaN est fortement limité par les phénomènes de piégeage. Afin de maîtriser ces phénomènes il est nécessaire de connaître l'origine des pièges.

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude et la caractérisation des phénomènes de piégeage générés à la surface et dans le buffer des HEMTs AlGa_N/Ga_N à l'état neuf et lors du vieillissement à long terme en mode opérationnel RADAR. Dans le but d'étudier l'évolution de ces pièges ainsi qu'extraire leurs signatures complètes : constante de temps, énergie d'activation, section efficace de capture, gamme temporelle et gamme de température, nous présentons un banc athermique ainsi que les protocoles de caractérisation de piège mis en place au cours de cette thèse. Le travail de vieillissement des composants, pendant une durée d'environ 12000h, a été réalisé dans le cadre d'un autre programme de type PEA (Projet d'Etude Amont) nommé PISTIS et financé par la DGA. Les composants HEMT Ga_N ont été soumis, dans ce cas de figure, à des impulsions radiofréquences afin de mettre en évidence une dérive des performances électriques des transistors grâce à la surveillance des paramètres de courants, tensions et puissances. Le banc AMCAD Engineering de mesure I-V pulsé nous a permis d'obtenir des indicateurs sur les causes de la dégradation des HEMTs Ga_N lors des vieillissement à long terme. La technique athermique de caractérisation et d'extraction de pièges (A-DCTS) sera industrialisée après cette thèse dans le cadre d'un projet de type FUI-25 nommé SMART Model qui est porté par AMCAD Engineering de Limoges.

Ce manuscrit se divise en trois chapitres. Le premier présente l'état de l'art rappellera ainsi la physique des semiconducteurs et les propriétés des matériaux en nitrure de gallium. Nous détaillerons également le principe de fonctionnement des HEMTs AlGa_N/Ga_N basé sur le confinement quantique des électrons dans les deux directions de l'espace afin de créer un gaz bidimensionnel d'électron caractérisé par une haute mobilité électronique. Nous nous concentrons par la suite sur les mécanismes de piégeage générés par des défauts présents dans la structure des HEMTs AlGa_N/Ga_N. Dans ce même chapitre, nous présentons les techniques de caractérisation de piège les plus utilisées.

Dans le deuxième chapitre, nous déterminerons les indicateurs des pièges sur les caractéristiques électriques et RF des composants GH25 et GL2D à l'état neuf. Afin de diminuer et compenser les défauts au sein de la structure des HEMTs AlGa_N/Ga_N, il est

nécessaire d'extraire et d'identifier les pièges présents dans la structure cristalline des composants induits lors de leurs réalisations. Dans cette optique, nous présenterons les protocoles de caractérisation des pièges de surface et de buffer de la technique athermique A-DCTS. Ces caractérisations sont basées sur des mesures pulsées afin de dissocier les effets de piégeage des effets thermiques. Nous comparons par la suite les signatures des pièges extraites par la technique A-DCTS avec celles extraites par les techniques (deep level transient spectroscopy) DLTS, (deep current transient) DCT, (low frequency noise)LFN et paramètres S. Cette comparaison nous a permis de recouper la gamme temporelle des résultats obtenus avec les deux protocoles de caractérisation des pièges de surface et buffer de la technique A-DCTS.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des pièges générés par les deux types de vieillissement : le vieillissement en mode opérationnel RADAR et le step stress. Cette thèse a bénéficié des composants GH25 et GL2D vieillis en utilisant le banc Pulsed-RF-HTOL au GPM. Après 12000h de vieillissement, nous utilisons la méthodologie de mesure de piège présentée dans le deuxième chapitre afin d'extraire les indicateurs des pièges ainsi que leurs signatures.

Finalement, une synthèse des résultats obtenus dans ces travaux de thèse sera présentée dans la conclusion générale. Nous proposons par la suite quelques perspectives qui peuvent être envisagées comme poursuite de ces travaux.

Chapitre 1

État de l'art sur les techniques de caractérisation de pièges

La fiabilité des composants semiconducteurs en Nitrure de Gallium nécessite encore des approches théoriques et expérimentales. Ces composants doivent montrer un fonctionnement cohérent pendant des longues périodes. Les approches théoriques vont nous permettre de comprendre le comportement du semiconducteur d'un point de vue physique. Les approches expérimentales commencent par des caractérisations électriques, thermiques, physiques ainsi que les tests de vieillissement à court et à long terme. Les caractérisations électriques permettent d'avoir un état initial du comportement du composant semiconducteur selon différentes conditions de polarisation et de température appliquées. Les tests de vieillissement permettent par la suite d'étudier la dégradation ainsi que l'évolution des différents phénomènes qui limitent la fiabilité de ces composants. De nombreux travaux ont été faits dans la littérature [4] [5] [6] [7] sur le phénomène de piégeage. Ceci montre à quel niveau ce phénomène retient l'intérêt des chercheurs ces deux dernières décennies. Dans cette thèse, nous nous focalisons sur l'évolution des phénomènes de piégeage dans les composants HEMT GaN. Ce mécanisme peut également évoluer après le vieillissement des composants et entraîne une dérive pendant le fonctionnement initial du composant.

Au cours de ce chapitre, la physique des semiconducteurs et les propriétés des matériaux à base de GaN sont présentés. Dans un deuxième temps, nous décrirons

le principe de fonctionnement du HEMT GaN. Celui-ci est basé sur le confinement quantique à deux dimensions des porteurs de charge formé par l'hétérojonction de deux semiconducteurs de largeur de bande différentes. Ensuite, on détaillera les mécanismes de piégeage responsables de la dérive de performances des composants HEMT GaN. Ce chapitre sera clos par une description brève des différentes techniques de caractérisation des pièges : optiques, électriques et électro-optiques.

1.1 Semiconducteurs à base de GaN

Les semiconducteurs utilisés pour la fabrication des transistors à effet de champ peuvent être classés en deux catégories : les matériaux petits gap, ayant une bande interdite très inférieure à 1 eV, tels que le germanium, le graphène et leurs alliages, et les matériaux grand gap, avec un gap très supérieur tels que le silicium, l'arséniure de gallium, les nitrures d'éléments III-V (GaN, AlN) et le diamant. L'émergence de la filière des semi-conducteurs à grand gap a eu lieu dans les années 90 après la mise au point de techniques de purification physique extrême des impuretés. L'objectif principal des matériaux à grand gap était le développement de nouveaux systèmes électroniques pour des applications scientifiques, militaires et aérospatiales. Ensuite, ces matériaux ont été utilisés dans les systèmes de communication sans fil tels que les satellites et les téléphones portables depuis les années 1980[8]. Les premiers matériaux semiconducteurs ont été réalisés sous la direction de W.H. Brattain pour la première fois aux bell's laboratories en 1940 [8]. Ensuite, en 1947, des jonctions PN ont été réalisées [8]. Les travaux théoriques de Brillouin ont permis de développer ensuite la théorie des semiconducteurs.

Comparant aux semiconducteurs tels que le Si et GaAs, les composants à base de GaN possèdent cinq avantages : une température de fonctionnement élevée, un champ électrique critique élevé, une densité de courant élevée, une commutation à grande vitesse et une faible résistance. Une synthèse des propriétés électroniques et thermiques des différents semiconducteurs connus est donnée dans le tableau 1.1.

Les propriétés des matériaux en Nitrure de Gallium (GaN) à l'état solide ayant un gap qui varie de 3.39 eV à 3.49 eV à 300 K (la valeur du gap de 3.42 eV est communément employée) ont interpellé les chercheurs et intéressent des sociétés comme Hughes, Northrop-

CHAPITRE 1. ÉTAT DE L'ART SUR LES TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION DE PIÈGES

Semiconductor (Typical Materials)		Silicon	Gallium Arsenide	Indium Phosphide	Silicon Carbide	Gallium Nitride
Characteristic	Unit					
Bandgap	eV	1.1	1.42	1.35	3.25	3.49
Electron Mobility at 300 °K	cm ² /Vs	1,500	8,500	5,400	700	1,000–2,000
Saturated Electron Velocity	× 10 ⁷ cm/s	1	1.3	1	2	2.5
Critical Breakdown Field	MV/cm	0.3	0.4	0.5	3	3.3
Thermal Conductivity	W/cm °K	1.5	0.5	0.7	4.5	>1.5
Relative Dielectric Constant	ϵ_r	11.8	12.8	12.5	10	9

FIGURE 1.1 – Propriétés électroniques et thermiques de plusieurs semiconducteurs connus[9].

Grumann, Honeywell, Thomson-CSF devenue Thalès aujourd’hui. Le GaN est considéré comme un matériau quasi-idéal pour la réalisation de transistors de puissance haute fréquence. Plus le semiconducteur possède une énergie de gap importante, plus son champ de claquage est élevé et par conséquent une tension de claquage élevée ($V_{ds} \geq 100$ V). La vitesse de saturation électronique élevée du GaN permet d’atteindre de hautes fréquences voisines de 40 GHz.

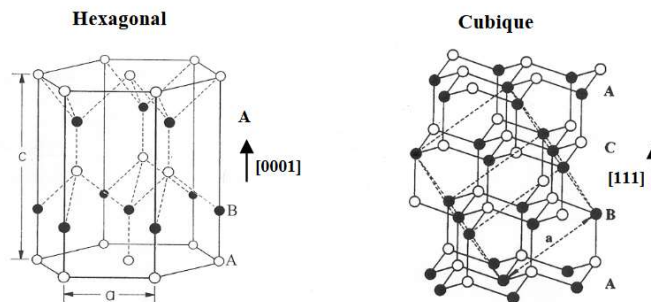


FIGURE 1.2 – Arrangement des atomes dans la maille élémentaire de GaN hexagonal et cubique[10].

Le Nitrure de Gallium peut se cristalliser sous trois structures cristallines en fonction des conditions de croissance et l’orientation cristallographique du substrat : wurtzite selon le réseau hexagonal de Bravais[10], zinc-blende ainsi que rock-salt. La wurtzite la structure la plus stable thermodynamiquement et la plus facile à obtenir lors de l’épitaxie des couches présentes dans un HEMT GaN à température ambiante. Dans cette structure, les deux sous réseaux hexagonaux compacts, se composent des atomes de gallium (Ga) et d’azote (N), enchevêtrés et décalés suivant l’axe c de 3/8 ième de la maille élémentaire. Chaque maille élémentaire hexagonale définit par ses paramètres de maille a et c. Dans le cas idéal, la structure est composée de tétraèdre réguliers, comme le montre la figure 1.2

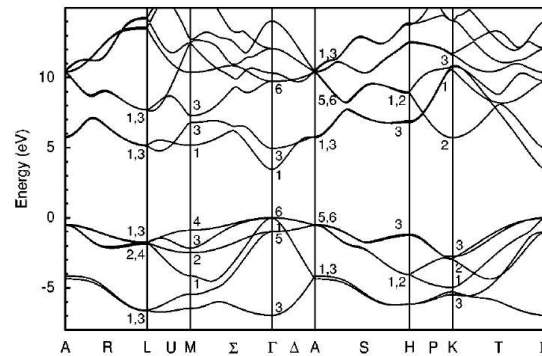


FIGURE 1.3 – Structure de bande de GaN wurtzite[11].

Le diagramme de bandes du GaN wurtzite est présenté sur la figure 1.3. La zone de Brillouin dans ce cas de figure est calculée par la méthode pseudopotentiel empirique. La largeur du gap à 300 K est généralement autour de 3.42 eV dans la zone de Brillouin. Dans cette zone, le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande de conduction se situe au centre[11].

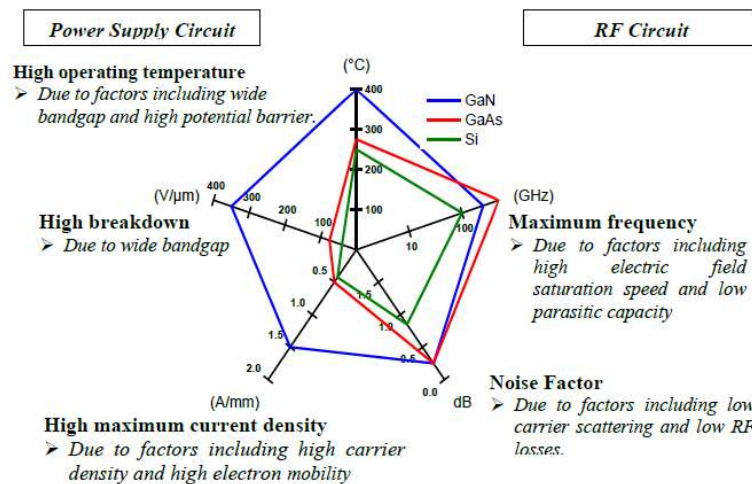


FIGURE 1.4 – Comparaison des principales propriétés physiques du GaN avec Si et GaAs [12].

A l'heure actuelle, le GaN a su démontrer sa supériorité grâce à ses priorités pour la réalisation des transistors à haute mobilité électronique (HEMTs). La gamme de fréquence des HEMTs GaN peut aller jusqu'à 40 GHz. Le facteur de mérite de Johnson permet d'évaluer le potentiel d'un semiconducteur en terme de puissance délivrée à haute fréquence. Ce facteur de mérite représente le produit du champ de claquage par la vitesse

de saturation des électrons. Le GaN offre une amélioration d'un facteur supérieur à 10 (de 820 à 300 K) vis-à-vis des performances du silicium et de l'arséniure de gallium (figure 1.4).

1.2 Confinement quantique

Lorsqu'au moins une des dimensions d'un semiconducteur devient inférieure au rayon de Bohr a_0 , généralement compris entre 2 et 50 nm, on parle du phénomène de confinement quantique. En effet, si l'énergie du rayonnement qui illumine le semiconducteur est supérieure à l'énergie de gap, des paires électron-trou, dit exciton, se créent par une interaction coulombienne. L'expression analytique du rayon de Bohr est donnée par le modèle de Bohr :

$$a_0 = \frac{h^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r}{m^* e^2 \pi} \quad (1.1)$$

$$\text{avec } m^* = \frac{1}{\frac{1}{m_e^*} + \frac{1}{m_h^*}}$$

Où a_0 est le rayon de Bohr, $h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ J.s}$ est la constante de Planck, ε_0 est la permittivité diélectrique du vide, ε_r est la constante diélectrique relative du matériau, m_e^* est la masse effective de l'électron, m_h^* est la masse effective du trou et $e = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ la charge élémentaire.

Si les excitons sont confinés dans une, deux ou trois dimensions de l'espace, le système dans ces cas de figures est équivalent respectivement à un puits quantique, un fil quantique ou bien une boîte quantique.

Le confinement des porteurs de charges génère l'apparition de sous-bandes dans les directions où le mouvement des porteurs de charge est limité. Dans le cas où les porteurs de charges sont confinés dans une direction de l'espace (puits quantique), suivant la direction x par exemple, l'énergie de gap correspond à $k = k_x = \frac{\pi}{a}$. Les vecteurs d'onde de l'espace réciproque dans la direction x_{k_x} prennent des valeurs discrètes valant $\frac{n\pi}{a}$, où n est un entier non nul, a est le paramètre de maille dans la direction de confinement.

Le confinement quantique a été réalisé pour la première fois par Esaki, dans le cadre de ses travaux pionniers sur l'effet tunnel, au milieu des 1970 (figure1.5)[13]. Sa tech-

nique consiste à faire croître entre deux couches AlAs, de grande bande interdite, une couche GaAs possédant un gap plus petit. Pour former le puits quantique, les techniques d'épitaxie par jet moléculaire et dépôt chimique en phase vapeur ont été améliorées en ajoutant l'alliage $Al_xGa_{1-x}As$.



FIGURE 1.5 – Coupe schématique d'un puits quantique de GaAs intercalé entre deux couches de AlAs.

Ensuite, Mimura et al. [14] ont réalisé en 1980 le premier HEMT au laboratoire japonais Fujitsu. Parallèlement, le laboratoire Français Thomson (ancêtre de Thales Research and Technology) a inventé un HEMT au cours de la même année [15]. Cette technologie constitue une évolution majeure du MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). En 1990, le HEMT a pris le pas sur ce dernier. La structure du HEMT permet la création d'un gaz bidimensionnel d'électron à l'interface des deux semiconducteurs de largeur de gap différent. L'hétérojonction dans la structure d'un HEMT AlGa_N/Ga_N (apparu en 1994 [16]) est créée en utilisant un canal en Ga_N et une barrière en AlGa_N. Dans les transistors à hétérojonction AlGa_N/Ga_N, le gaz bidimensionnel d'électrons est généré à l'interface entre la couche d'AlGa_N et la couche Ga_N, grâce à la polarisation spontanée et piezoélectrique sans dopage de la couche barrière contrairement à presque tous les systèmes à hétérojonction[17]. En effet, les états donneurs profonds à la surface de la barrière AlGa_N sont entièrement occupés et supposés neutres. Ces états représentent une charge positive une fois ionisés. La mobilité des porteurs de charges dans le gaz bidimensionnel d'électron (gaz 2D) est extrêmement grande peut atteindre ($2000\text{ cm}^2/Vs$). La quantité d'Aluminium introduite régie la charge de la polarisation piezoélectrique. En effet, le pourcentage d'aluminium ne doit pas dépasser 30 %. Un pourcentage au delà de 30 % peut engendrer une dégradation des performances électriques vu que le paramètre de maille du matériau Ga_N décroît. L'augmentation de la concentration

d'Aluminium dans la couche AlGa_N entraîne la croissance de défauts dans le réseau cristallin ainsi qu'une baisse de la mobilité des porteurs de charge dans le gaz 2D. La figure 1.6 présente les diagrammes d'énergie d'un HEMT conventionnel. A l'équilibre thermodynamique, l'hétérojonction se forme après le contact des deux matériaux. Il en résulte une discontinuité des bandes de conduction et de valence à l'interface barrière/canal après l'alignement des niveaux de Fermi. Cette discontinuité formée dans la bande de conduction génère un confinement quantique des porteurs de charge dans les deux directions de l'espace. Les porteurs de charge proviennent des donneurs ionisés dans la barrière (si elle est dopée)[18] ou à la surface (si la barrière est non dopée) [19]. Le carré rouge sur la figure 1.6 correspond à la concentration des charges dans le canal (densité du gaz bidimensionnel d'électron 2DEG). La densité d'électrons dans le confinement des niveaux d'énergie quantifiés est régie par les équations de Poisson-Schrodinger. La densité des porteurs dans le gaz bidimensionnel est contrôlée par le contact Schottky. En ajoutant les autres contacts métalliques pour créer les contacts de drain et source, on obtient enfin un transistor HEMT conventionnel.

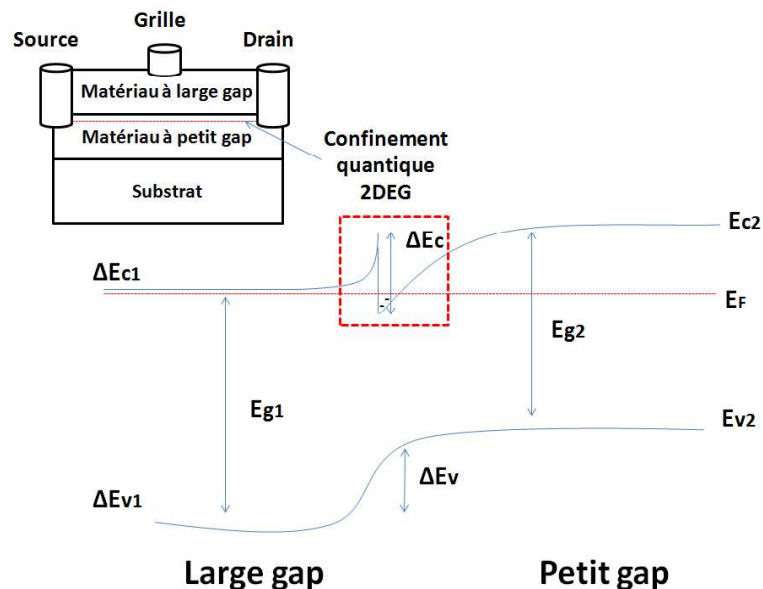


FIGURE 1.6 – Hétérostructure formée en combinant deux semiconducteurs de largeurs de gap différentes.

La dégénérescence de la couche GaN au niveau de l'interface AlGa_N/GaN génère le

gaz bidimensionnel de porteurs dans le puits quantique dont la forme est triangulaire. Les électrons dans ce cas de figure, sont confinés selon deux directions de l'espace.

1.2.1 Polarisation du GaN

L'hétérojonction des deux semiconducteurs de largeur de bande interdite différente AlGaN/GaN offre une haute densité de porteurs de charges dans le canal bidimensionnel d'électron ($= 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$) due à la polarisation spontanée P_{SP} et piézoélectrique P_{PE} . La mobilité des électrons peut atteindre la valeur de $2000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ dans le gaz 2D. La direction ainsi que la face de croissance du cristal (la face Ga ou N de la figure 1.7) sont responsables de l'orientation de la polarisation spontanée que les matériaux à base de GaN possèdent.

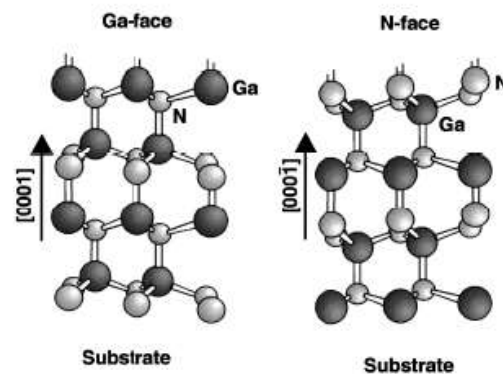


FIGURE 1.7 – Structure cristalline de wurtzite face-Ga et face-N [20].

Dans la référence [20] Ambacher et al. ont mené des études comparatives sur les deux types de face. La mobilité maximale pour la face Ga peut atteindre $3900 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ à une température de 77 K pour une fraction molaire d'aluminium de 35 % dans la barrière d'AlGaN de 200 Å. Par contre, pour la face N la mobilité maximale a été atteinte à $3450 \text{ cm}^2/\text{V.s}$. Les HEMTs AlGaN/GaN utilisent la face de polarité Ga. La couche barrière AlGaN est soumise à une contrainte de traction en cas d'absence de contrainte de relaxation, vu que le paramètre de maille de la couche barrière AlGaN est plus petit que celui de la couche GaN. Habituellement, la couche GaN placée sous la couche barrière AlGaN doit être relaxée, parce que l'épaisseur de la couche GaN est généralement de plusieurs micromètres alors que l'épaisseur de la couche barrière

AlGaN est de l'ordre de quelques dizaines de nanomètres. La densité de charge de la polarisation pour une hétérostructure abrupt pseudomorphique AlGaN/GaN est donnée par l'expression suivante [20] :

$$\sigma = P(\text{AlGaN}) - P(\text{GaN}) = P_{SP}(\text{AlGaN}) + P_{PE}(\text{AlGaN}) - P_{SP}(\text{GaN}) - P_{PE}(\text{GaN}) \quad (1.2)$$

$$\text{avec } P_{PE}(\text{GaN}) = 0$$

Pour calculer la dépendance de la densité de charge de polarisation σ dans la couche barrière AlGaN contenant une fraction molaire d'aluminium x , les équations de P_{SP} et P_{PE} de la couche barrière $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ sont données par [20] :

$$P_{SP}(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = (-0.052x - 0.029) \text{ C/m}^2 \quad (1.3)$$

$$P_{PE}(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = 2 \frac{a(x) - a(0)}{a(0)} (e_{31} - e_{33} \frac{C_{13}}{C_{33}}) \text{ C/m}^2 \quad (1.4)$$

où $a(x)$ est la constante du réseau de la barrière $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$. $a(0) = 3.189 \text{ \AA}$ est la valeur à l'équilibre de la constante du réseau du GaN. C_{13} et C_{33} sont les constantes élastiques, et e_{31} et e_{33} sont des constantes piézoélectriques. Avec une interpolation linéaire entre les propriétés du GaN et AlGaN, la constante du réseau de la barrière $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ est donnée par [20] :

$$a(x) = (-0.077x + 3.189) 10^{-10} \text{ m} \quad (1.5)$$

les constantes élastiques de la couche barrière $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ sont :

$$C_{13} = (5x + 103) \text{ GPa} \quad (1.6)$$

$$C_{33} = (-32x + 405) \text{ GPa} \quad (1.7)$$

Les constantes piézoélectriques de la couche barrière $Al_xGa_{1-x}N$ sont données par :

$$e_{31}(x) = (-0.11x - 0.49) C/cm^2 \quad (1.8)$$

$$e_{33}(x) = (0.73x + 0.73) C/cm^2 \quad (1.9)$$

En se basant sur les équations 1.2, 1.3 et 1.4, la densité de polarisation de charge de l'hétérostructure peut s'exprimer[20] :

$$\begin{aligned} |\sigma(x)| &= |P_{PS}(Al_xGa_{1-x}N) + P_{PE}(Al_xGa_{1-x}N) - P_{SP}(GaN)| \\ &= \left| 2 \frac{a(0) - a(x)}{a(x)} (e_{31} - e_{33} \frac{C_{13}}{C_{33}}) + P_{SP}(x) - P_{SP}(0) \right| \end{aligned} \quad (1.10)$$

Les électrons libres ont tendance à se compenser à l'interface AlGa_xN/GaN et former le gaz bidimensionnel d'électron 2DEG grâce aux charges positives de polarisation. La densité du gaz bidimensionnel d'électron 2DEG peut être estimée en utilisant [20] :

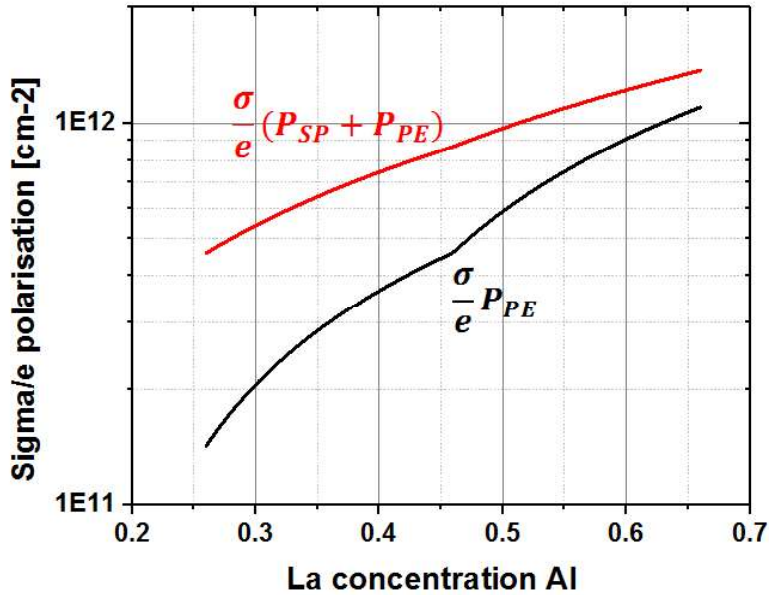


FIGURE 1.8 – Variation de la densité de polarisation en fonction de la concentration en aluminium dans la couche barrière AlGa_xN.

$$n_s(x) = \frac{+\sigma(x)}{e} - \left(\frac{\epsilon_0 \epsilon_r(x)}{de^2} \right) [q\phi_b(x) + E_F(x) - \Delta E_C(x)] \quad (1.11)$$

où d est l'épaisseur de la couche barrière $Al_xGa_{1-x}N$, ε_r est la permittivité relative de la couche barrière $Al_xGa_{1-x}N$, e est la charge électrique, $\phi_b(x)$ est la hauteur de la barrière Schottky, $E_F(x)$ est le niveau de Fermi, et $\Delta E_C(x)$ est l'offset de la bande de conduction à l'interface $Al_xGa_{1-x}N/GaN$. La figure 1.8 présente la variation de la densité n_s de l'hétérostructure AlGaN/GaN engendrée par la polarisation piézoélectrique $n_s(P_{PE})$ et par la polarisation piézoélectrique et spontanée $n_s(P_{PE} + P_{PS})$ en fonction de la concentration en Aluminium. En ne tenant en compte que de la polarisation piézoélectrique, la densité n_s augmente de $1.43 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ à $1.1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ en augmentant la concentration en Aluminium de 26 % à 66 %. La densité n_s générée par la polarisation piézoélectrique et spontanée augmente de $4.576 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ à $1.37 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$.

A cause des impuretés introduites dans le semiconducteur qu'elles soient dopantes ou non dopantes, ou dès que le semiconducteur présente des défauts cristallographiques (dislocations, ...) le cristal perd son aspect idéal. Ces perturbations entraînent des états énergétiques dans le gap de la couche barrière AlGaN ou le buffer GaN électriquement actifs permettant des échanges entre les bandes de valence ou de conduction et ces états. De ce fait, ces états énergétiques capturent les électrons et réduisent la densité des porteurs n_s dans le canal bidimensionnel d'électron et donc limitent directement le courant de drain I_{ds} .

1.3 Structure des HEMTs AlGaN/GaN Normally on

Cette thèse a bénéficié dans le cadre d'un projet nommé PISTIS des composants HEMT GaN. Ces derniers sont des HEMTs AlGaN/GaN "Normally on". Dans ce cas de figure, la désertion du canal du transistor se fait quand on applique une polarisation négative sur la grille qui permet de fixer le niveau de Fermi par rapport aux puits quantiques. Dans le cas idéal, le transistor est complètement passant lorsque la tension de grille est nulle et est bloqué lorsque le puits quantique est totalement vide des porteurs de charge pour une tension de pincement V_p négative. Toutefois, lorsque les porteurs de charge injectés sont piégés à l'interface entre le métal et la couche barrière, la déplétion du gaz 2D devient partielle. Ces porteurs de charge forment une grille virtuelle secondaire entre la grille et le drain [21].

Les composants étudiés dans cette thèse sont de la technologie européenne pour le GH25 et de la technologie asiatique pour le GL2D de longueur de grille $0.25 \mu\text{m}$ [22]. Les deux dispositifs sont livrés dans un boîtier en céramique. Ces deux composants sont réalisés sur des substrats semi-isolants en SiC d'épaisseur $100 \mu\text{m}$ pour le GH25 et $135 \mu\text{m}$ pour le GL2D[22]. Les deux dispositifs sont utilisés pour des applications haute puissance et haute fréquence qui atteint la fréquence de 20 GHz. Les caractéristiques générales des deux technologies sont présentées dans le tableau 1.1 :

TABLEAU 1.1 – Caractéristiques générales des deux composants d'étude.

	GH25	GL2D
Longueur de développement de grille	5.5 mm	5 mm
V_{ds} Nominale	30 V	43.5 V
I_{ds}	5 A/m	1.5 A/m
P_{SP}	-0.042 C/m ²	-
P_{PE}	0.010 C/m ²	-
σ	0.023 C/m ²	-
n_s	$4.576 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-2}$	-

1.4 Phénomène de piégeage

La croissance épitaxiale de haute qualité des différentes couches constituant un HEMT GaN avec une petite densité de dislocation demeure à l'heure actuelle difficile à atteindre. La phase d'épitaxie pour la fabrication des HEMTs GaN nécessite des conditions extrêmes : des températures de l'ordre de $1700 \text{ }^\circ\text{C}$ sous des pressions partielles d'azote de 20 kbars. Cette croissance épitaxiale se fait parfois sur des substrats non adéquats. Le désaccord et la différence de coefficient de dilatation thermique de maille sont considérés comme les causes principales des dislocations dans les semiconducteurs. Amano et al. [23] ont listé les protocoles de croissance pour obtenir une couche GaN avec des propriétés morphologiques, optiques ainsi qu' électriques fortement améliorées non seulement sur des substrats de saphir mais aussi sur du SiC et du Si en insérant une fine couche de nucléation en AlN entre le substrat et le buffer GaN. Cependant, E. Feltin et al. [24] ont montré que même avec la présence de la couche de nucléation AlN, le désaccord de maille dû à la différence

du coefficient de dilatation thermique entre la couche GaN et le silicium est toujours présent. En effet, ce désaccord génère une contrainte de traction parasite lors de la croissance épitaxiale et pendant le refroidissement du composant après fabrication. Ceci implique la formation des fissures lorsque l'épaisseur de la couche déposée dépasse la limite qui est généralement de l'ordre de $1.4 \mu m$. Les dislocations sont dues aussi à la différence de maille au niveau de l'hétérojonction des couches GaN et AlGaN de largeurs de bandes interdites différentes. Fang et al [25] ont détecté deux pièges dans cette région. La déviation des atomes des mailles lors de la fabrication des composants HEMT GaN dans la structure cristalline de son arrangement périodique parfait dans le réseau idéal peut engendrer des états énergétiques dans la bande interdite du semiconducteur. Selon la physique du solide, ces états énergétiques correspondent aux pièges qui limitent le mouvement des porteurs de charges (électrons ou trous) au sein de la bande interdite du semiconducteur. Ces porteurs de charge capturés réduisent la densité de porteur dans le gaz bidimensionnel d'électron 2DEG. La concentration des pièges varie strictement avec la nature des éléments impliqués, les conditions chimiques et thermodynamiques pendant la croissance des cristaux. L'état des pièges est susceptible d'évoluer également au cours du temps pendant le vieillissement des transistors.

Ces états énergétiques dans le gap sont dus aussi aux impuretés provenant des procédés de dopage volontaire ou non. Au début des années 2000, S. Heikman [26] et A.E. Wickenden [27] et leurs collaborateurs ont montré que le dopage des HEMTs GaN avec du Fer et du carbone améliore le contrôle de la résistivité des films de GaN dopés. Les impuretés entraînent un dopage spontané de type n et une conductivité de type n non intentionnel. Ce dopage résiduel, peut atteindre une densité électronique de $10^{16} cm^{-2}$, a été souvent attribué à une pollution des atomes d'oxygène et des lacunes d'azote. Ceci génère un courant de fuite sous la grille accompagné d'une baisse du courant de drain et une diminution de la puissance de sortie de l'amplificateur.

Afin de quantifier les pièges du buffer, de nombreux travaux ont opté pour mesurer le taux du "drain-lag". Binari et al. [28] ont montré que le taux du "drain-lag" varie en fonction de la qualité du buffer ainsi que la résistivité de ce dernier. En utilisant des buffers moins résistifs le taux du "lag" réduit sur le courant de drain. Ceci permet aussi

la réduction de la densité des pièges et le courant de fuite dans la structure.

Les pièges de surface peuvent avoir pour origine des impuretés d'oxygène qui agissent comme des donneurs [29]. La réduction des pièges de surface se fait grâce à la passivation du semiconducteur. Dans ce cas, les liaisons pendantes sont neutralisées et la surface est protégée. En déposant sur la surface une couche fine de passivation, la densité de pièges de surface se stabilise et évite la création de nouveaux centres de piègeage. Meneghesso et al. [30] ont mené une étude approfondie des effets et des propriétés des pièges situés à la surface et sous la grille d'un HEMT AlGa_N/Ga_N. Ils ont effectué plusieurs tests sur des composants HEMT Ga_N "Normally on" avec et sans passivation :

- 1) La couche de passivation du premier dispositif est composée de nitrure de silicium avec une métallisation Ni/Au standard. Les caractérisations électriques du "gate-lag" et "drain-lag", présentées sur les figures 1.9 et 1.10 de ce composant, ne présentent aucun effet de piègeage mesurable.
- 2) Le deuxième composant sans couche de passivation a montré une quantité importante de piège de surface dans la région entre la grille et le drain.
- 3) Le taux du "gate-lag" et de "drain-lag" a augmenté pour le troisième composant passivé avec une couche en ITO avec un courant de fuite élevé.

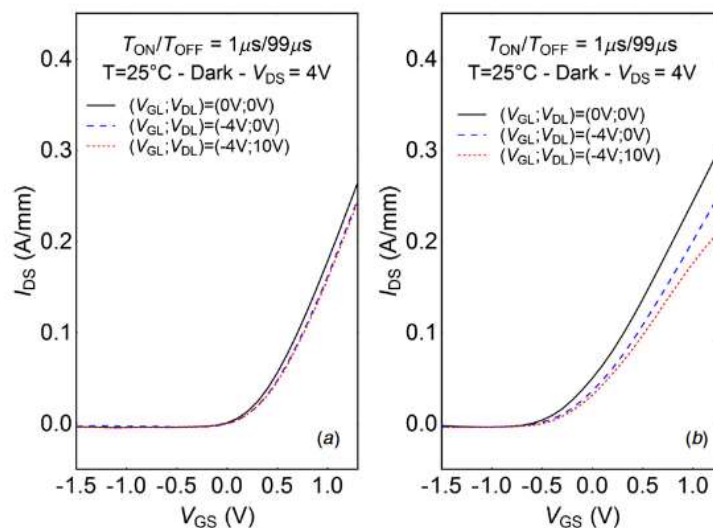


FIGURE 1.9 – Caractéristiques $I_{ds}V_{gs}$ pulsées d'un HEMT AlGa_N/Ga_N, (a) avec passivation et (b) sans passivation [30].

Cependant, l'inconvénient de la passivation réside dans le fait qu'elle ajoute une

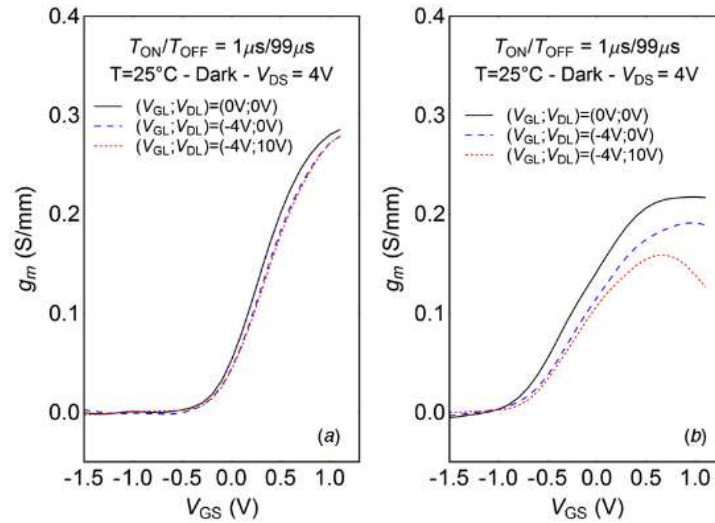


FIGURE 1.10 – Caractéristiques de la transconductance $g_m V_{gs}$ d'un HEMT AlGaIn/GaN, (a) avec passivation et (b) sans passivation [30].

capacité complémentaire entre la grille et drain qui a pour conséquence une diminution du gain. Afin de limiter l'impact des pièges de surface, les fondeurs ont proposé aussi d'ajouter une couche de "GaIn cap layer" de quelques couches atomiques. Cette couche réduit la présence de pièges de type donneurs de 20 %. Saito et al. [31] ont montré que l'ajout d'une plaque de champ au dessus de la grille réduit le pic de champ électrique dans la zone grille-drain et par conséquent empêche le piégeage des électrons.

Deux types de pièges existent : les donneurs et les accepteurs. Les états donneurs sont positives (possibilité à émettre un électron) ou neutres (une fois rempli). Les états accepteurs sont négatives (possibilité de capturer les électrons) ou bien neutres (quand il est vide). En général, les pièges sont générés aussi dans les régions présentées sur la figure 1.11 :

- au niveau de la couche barrière AlGaIn entre la grille et le drain
- sous la grille au niveau du contact Schottky.
- au milieu de la couche AlGaIn dopée ou non dopée.
- à l'hétérojonction AlGaIn/GaN.
- au niveau du substrat GaIn créés probablement durant la croissance.

Les pièges sont classés aussi en fonction de leurs niveaux d'énergie :

- les pièges à faible profondeur dont le niveau d'énergie est proche de la bande de

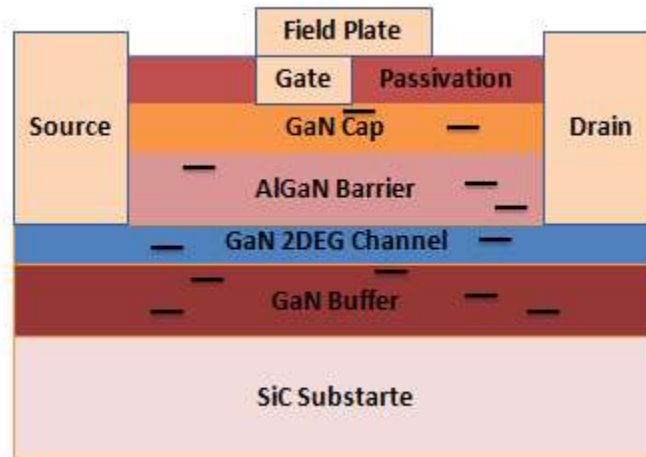


FIGURE 1.11 – Localisations possibles des pièges dans la structure HEMT AlGaIn/GaN.

conduction ou de la bande de valence. Ces pièges, responsables des effets parasites du dopage, ont une énergie d'activation inférieure à 1 eV,

- les pièges profonds : le niveau d'énergie dans ce cas est plus profond dans la bande interdite.

Les HEMTs GaN contiennent une densité importante de pièges. Afin de les répertorier, de nombreux travaux de synthèse ont été menés. Le paragraphe suivant résume les divers pièges potentiellement observables.

- Lacunes de gallium (V_{Ga}) présentes dans les couches de GaN et d'AlGaIn créées lors de dépôts des couches à base de GaN. L'énergie d'activation de ce type de piège varie entre 0.25 eV et +1.10 eV [32]. Le gallium peut avoir des énergies d'activation faible quand il est impliqué dans un complexe avec des lacunes d'hydrogène [33].
- Lacunes d'azote (V_N) l'énergie de formation étant relativement élevée dans un GaN dopé type n, Van de Walle et al. [34] ont montré que V_N dans le GaN se comportent comme des donneurs peu profonds et ne peuvent pas être considérées comme une cause majeur du dopage non volontaire de type n. Cependant, Laalsonen et al. [35] ont proposé que V_N peuvent générer dans le GaN deux pièges d'énergie d'activation 1.30 eV et 0.50 eV.
- L'oxygène dans l'azote en substitution est considéré comme la principale cause

du dopage spontané de type n. Il se comporte comme un piège donneur peu profond dans le GaN. Wetzel et Van de Walle [36] [37] ont montré que les atomes d'oxygène subissent des transitions lorsque les pressions hydrostatiques appliquées sont élevées ou lorsque la fraction molaire d'aluminium dans $Al_xGa_{1-x}N$ est supérieure à 0.3.

- La quantité des atomes d'hydrogène est importante dans les GaN fabriqués par les deux techniques de croissance MOCVD et HVPE. Dans les GaN dopé p, l'énergie de formation de l'hydrogène est faible. Il se comporte comme un piège donneur (H^+) et accepteur dans le cas d'un complexe avec des impuretés de gallium V_{Ga} et N_{Ga} [33], Mg-H et C-H [38]. Dans le cas du GaN dopé n, l'hydrogène se comporte comme un accepteur (H^-).
- Le carbone dans le gallium substitutionnel possède une faible énergie de formation dans le GaN dopé n. Le carbone dans l'azote en substitution se comporte comme un accepteur. Le dopage au carbone est généralement utilisé pour la compensation de la couche tampon afin d'obtenir un GaN hautement isolant [39].
- Le fer est souvent utilisé pour rendre le GaN semi-isolant. La photoluminescence a montré que les niveaux du fer dans le GaN se situent à $E_V + 2.50 eV$ [40] ou à $E_C - 0.34 eV$ [41].
- Le fluor est utilisé non seulement pour impliquer les niveaux profonds accepteurs dans la couche barrière AlGaIn afin de fabriquer des composants normally off mais aussi pour la gravure de la grille dans les composants HEMT GaN. Le fluor peut se comporter comme donneur F_i^- ou accepteur dans le cas d'un complexe F_N^{2+} [42] [43].

1.4.1 Explication des paramètres physiques des pièges

Nous présentons par la suite une explication physique des mécanismes des pièges.

L'énergie d'activation thermique est définie comme l'énergie nécessaire pour exciter thermiquement un électron piégé dans la bande de conduction (figure 1.12). Cette énergie thermique peut s'écrire :

$$\Delta E = E_C - E_T \quad (1.12)$$

Cette énergie d'activation (notée aussi E_a) est appelée aussi énergie d'ionisation quand le champ électrique appliqué est nul. E_C est la bande de conduction, E_T est le niveau du piège à la température T.

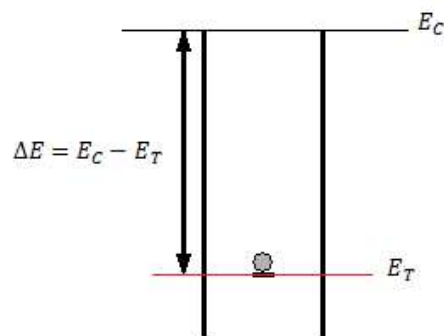


FIGURE 1.12 – Diagramme de bande énergétique à l'équilibre et à champ électrique nul.

La théorie de Shockley-Read-Hall [44] [44] décrit les différentes interactions qui peuvent exister entre les porteurs de charges libres (électrons et trous) et les niveaux profonds dans la bande interdite. Cette théorie est utilisée pour étudier la dynamique ainsi que la cinétique des mécanismes physiques de piégeage et de génération/recombinaison des porteurs de charges. La statistique des porteurs obéit à la loi exponentielle de la probabilité de transfert entre deux niveaux d'énergie. La probabilité de transfert entre les bandes de valence ou de conduction et les pièges est supérieure à la transition directe bande à bande. Le trajet des porteurs se fera par les niveaux pièges pour avoir une transition complète entre les bandes de valence et de conduction.

L'équation 1.13 présente la probabilité d'émission des électrons :

$$e_n(T) = \frac{1}{\tau} = v_n \sigma_n N_c \exp\left(-\frac{E_a}{k_B T}\right) \quad (1.13)$$

où T est la température, τ la constante de temps de piège, v_n la vitesse thermique des électrons, σ_n la section de capture, N_c la densité d'états dans la bande de conduction, E_a l'énergie d'activation correspond à $E_C - E_T$, avec E_T est le niveau du piège, et k_B la constante de Boltzmann. Cette relation relie la température et le taux d'émission

$e_n(T)$ de chaque piège ou leur constante de temps τ en seconde. La vitesse thermique des électrons ainsi que la densité d'états dans la bande de conduction sont calculées via les expressions suivantes :

$$v_n(T) = \sqrt{\frac{3k_B T}{m_e^*}} \quad (1.14)$$

$$N_c(T) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{m_e^* k_B T}{\pi \hbar^2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (1.15)$$

Avec m_e^* la masse effective de l'électron, \hbar est la constante de planck réduite. En combinant les équations 1.13 , 1.14 et 1.15 nous obtenons la formule suivante :

$$\tau T^2 = \frac{\exp\left(\frac{E_a}{k_B T}\right)}{\sigma_n \gamma_n} \quad (1.16)$$

Avec $\gamma_n = 3.25 \times 10^{21} \left(\frac{m_n}{m_0}\right)$

En appliquant le logarithme népérien sur l'équation 1.16 nous obtenons la relation d'Arrhenius pour le piège :

$$\ln(\tau T^2) = \frac{E_a}{k_B T} - \ln(\sigma_n \gamma_n) \quad (1.17)$$

Le tracé de la courbe $\ln(\tau T^2)$ en fonction de $\frac{q}{k_B T}$, nous permet d'obtenir une pente qui sera directement l'énergie d'activation. L'intersection avec l'axe des abscisses permet d'obtenir la section efficace de capture σ_n .

1.4.2 Indicateurs de phénomènes de piégeage observés sur des caractéristiques courant-tension

Les effets des pièges peuvent être observés sur les caractéristiques électriques DC et RF du HEMT. L'influence des pièges sur ces caractéristiques dépendent de leur densités, de leur section efficace de capture, de leur énergie d'activation ainsi que de leur localisation dans la structure du HEMT GaN (Surface, Buffer, canal bidimensionnel,...etc). Ils dépendent aussi de leur état de charges à l'état initial et de leur réponse

aux conditions du vieillissement appliquées. Le changement d'état du composant n'est pas instantané, mais il faut une certaine dynamique qui peut, elle-même, évoluer selon les conditions qui l'entourent. Les effets des pièges peuvent être observés sur des caractéristiques $I_{ds} - V_{ds}$, $I_{ds} - V_{gs}$, effondrement du courant de drain, décalage de la tension de pincement, réduction du courant de drain I_{ds} , $R_{ds(ON)}$. Le paragraphe suivant résume les effets de pièges sur les caractéristiques électriques.

1.4.2.1 L'effet de point de polarisation inverse sur les caractéristiques électriques pulsées $I_{ds} - V_{gs}$

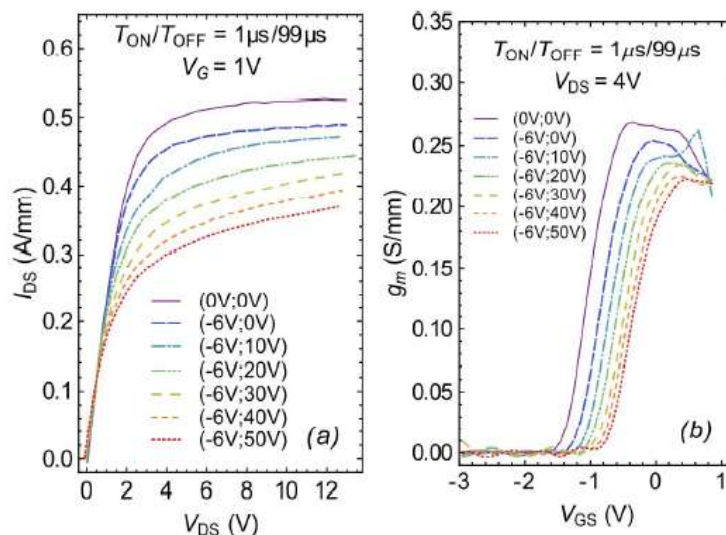


FIGURE 1.13 – Caractéristiques $I_{ds} - V_{ds}$ et $g_m - V_{gs}$ montrant l'effet de polarisation inverse[5].

Le phénomène de piégeage peut être observé sur des caractéristiques électriques en mode impulsionnel lorsque le composant passe de son état ON à l'état OFF. En fait, dans le cas idéal (composants parfaits) sans présence de phénomène de piégeage, le changement de la polarisation à l'état OFF n'affecte pas les mesures de l'état ON. Cependant, pour des composants avec une certaine densité de pièges, ce changement entraîne une réduction de courant de drain, comme le montre la figure 1.13. Par conséquent, l'observation de ce phénomène avec un changement de polarisation à l'état OFF indique la présence de pièges[5].

1.4.2.2 Effet de coude

L'effet de coude (Kink effect), indicateur majeur des effets de pièges de buffer, se traduit par une augmentation brutale du courant I_{ds} sous une forte polarisation du drain (figure 1.14). Ceci se traduit par le fait que, les électrons sont réémis dans le canal au delà d'une certaine valeur de polarisation de V_{ds} . Ce phénomène est souvent observé sur la caractéristique $I_{ds}V_{ds}$ en mode continu. M. Wang et al. [45] ont montré que, en faisant circuler un courant important dans le canal, l'effet de coude est causé par le remplissage de pièges par impacts d'électrons chauds. Dans les travaux de L. Fu et al. [46], les auteurs ont montré que l'effet de coude est dû à la capture des électrons du courant de fuite de la grille par des niveaux profonds, au niveau de la couche barrière AlGaIn avec une tension V_{ds} élevée. Ceci entraîne un décalage positif de la tension de seuil ainsi qu'une réduction du courant de fuite de grille. Ce phénomène n'est pas observé sur des mesures en mode pulsé qui permettent de s'affranchir des effets d'auto-échauffement du composant.

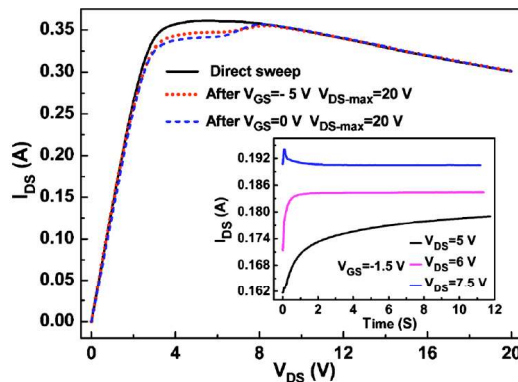


FIGURE 1.14 – Caractéristique $I_{ds} - V_{ds}$ montrant la présence d'un effet de coude [46].

1.4.2.3 Décalage de la tension de pincement

Le décalage de la tension de seuil V_{th} (figure 1.15) peut être aussi un indicateur de pièges situés en surface de la structure du HEMT GaN. Brice et al. ont montré dans la référence [47] que le décalage de la tension de seuil vers la droite pour la même valeur de tension de grille de V_{gs} implique la capture des électrons au niveau de la grille.

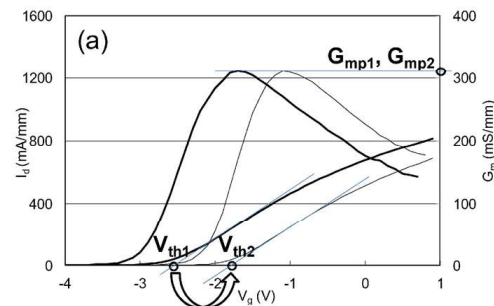


FIGURE 1.15 – Caractéristique $I_{ds} - V_{gs}$ montrant le décalage de la tension de pincement [47].

1.4.2.4 Effondrement du courant de drain

L'effondrement du courant de drain (current collapse) est l'un des phénomènes les plus étudiés mais aussi l'un des plus débattus en ce qui concerne les performances et la fiabilité des HEMTs à base de GaN. Il est souvent utilisé dès que l'on constate une diminution du courant de drain du transistor, comme le montre la figure 1.16. Le current collapse contribue à une augmentation de la résistance à l'état passant ainsi qu'un décalage de la tension de pincement qui peut être un indicateur de pièges de surface, comme nous avons vu précédemment. En effet, T. Mizutani et al. [48] ont montré que le Current collapse est dû essentiellement aux pièges de surface situés entre la grille et le drain qui capturent les électrons injectés de la grille. Le current collapse a été éliminé en rajoutant une couche de passivation de Si_3N_4 à la surface du composant ou bien une couche de GaN cap layer.

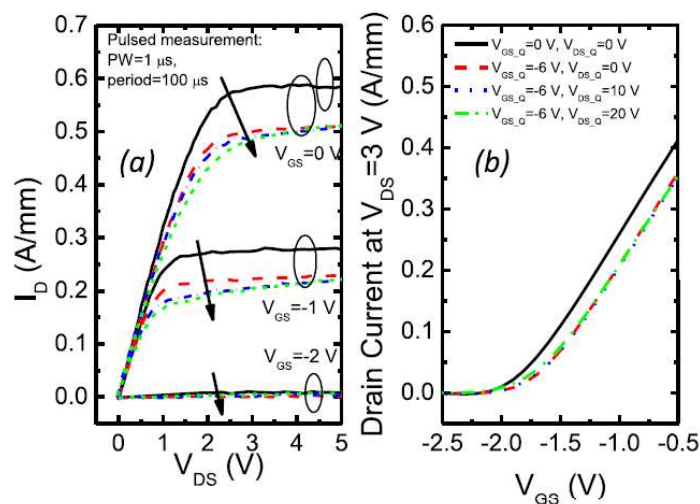


FIGURE 1.16 – Caractéristique $I_{ds} - V_{ds}$ montrant l'effet du current collapse d'un HEMT GaN [6].

Alors que M. Meneghini et al. [6] ont montré que les causes principales du current collapse sont des défauts dus à l'augmentation de la concentration du Fe au niveau du buffer qui possède une énergie d'activation de 0.63 eV en dessous de la bande interdite.

1.5 Techniques de caractérisation des pièges

L'une des méthodes de caractérisation de pièges les plus classiques est celle qui s'appuie sur des mesures des taux de gate-lag et de drain-lag. Ce sont deux méthodes orientées sur la caractérisation qualitative des pièges. Cependant, ces deux principales variantes de la mesure des variations du courant de drain ne permettent pas l'extraction de la signature des pièges. Pour le faire, il faut extraire les constantes de temps pour différentes valeurs de température à partir des transitoires $I(t)$. La caractérisation des pièges permet l'extraction des constantes de temps d'émission ou de capture. L'analyse et le traitement de ces dernières donneront la signature physique du piège : l'énergie d'activation, la section efficace et la densité du piège. Nous présenterons ci-dessous, une synthèse des différentes techniques de caractérisation permettant d'obtenir la signature du piège.

1.5.1 Mesure de bruit basse-fréquence

A. Sozza et al. [49] ont montré que la technique de mesure basse fréquence est un outil très puissant pour étudier les différents aspects des transistors basés sur des composants semi-conducteurs. En effet, des mesures de bruit de courant de drain basse fréquence ont été effectuées pour analyser les origines de l'excès de bruit dans les régions de canal et de grille. En général, le bruit de courant de drain basse fréquence présente une contribution de bruit $1/f$ liée aux mécanismes de diffusion des électrons qui se produit dans le canal et le bruit de génération-recombinaison (G-R) utilisés afin d'identifier la signature du niveau profond en fonction de son évolution avec la température. La signature du piège est extraite à partir des mesures de paramètres S en basse-fréquence. J. Couvidat et al. [7] ont montré que la dispersion fréquentielle de l'admittance de sortie, est causée par les pièges présents dans le buffer GaN. Cette dispersion est visible sur l'admittance de sortie

Y_{22} (figure 1.17) aux basses fréquences. Le paramètre Y_{22} du transistor comprend entre autres la conductance de sortie notée g_d qui se révèle être sensible aux effets de pièges. Pour chaque valeur de température, les tracés de la partie imaginaire de l'admittance révèlent la présence d'un maximum qui permet de calculer la constante d'émission du piège τ_n à l'aide de la formule

$$f_{peak} = f_{imag}[Y_{22}] = \frac{1}{2\pi\tau_n} \quad (1.18)$$

Ensuite, la valeur fréquentielle du pic de la partie imaginaire de l'admittance de sortie a été relevée pour chaque valeur de température pour tracer le diagramme d'Arrhenius (figure 1.18).

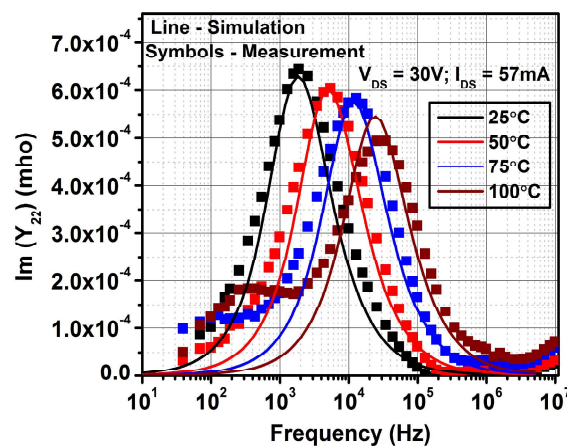


FIGURE 1.17 – Variation de la partie imaginaire du paramètre Y_{22} en fonction de la fréquence [7].

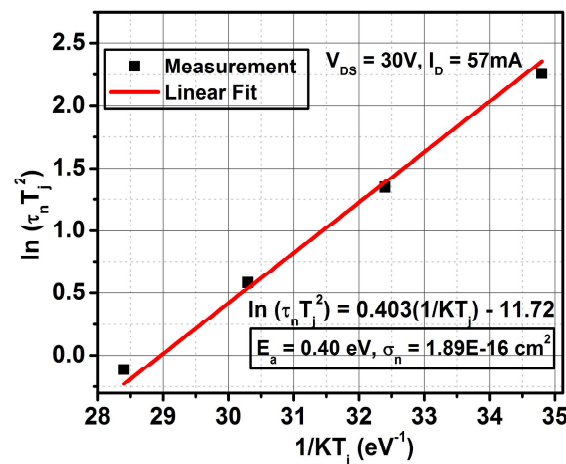


FIGURE 1.18 – Tracé d'Arrhenius du piège d'énergie d'activation $E_a = 0.40\text{eV}$ et section efficace de capture $\sigma_n = 1.89 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$ [7].

1.5.2 Mesure de dispersions fréquentielles

Cette méthode consiste à extraire certains paramètres témoins du composant en effectuant un balayage en fréquence. En effet, l'étude de la variation de certains paramètres des HEMTs GaN qui sont sensibles aux effets de pièges, permet l'identification de la signature des pièges [50]. L'un des paramètres les plus utilisées est la transconductance g_m . Cette dernière reflète le taux de variation du courant de drain I_{ds} par rapport à la tension V_{gs} appliquée. La transconductance g_m varie aussi en fonction de la qualité des états de surface à cause des effets de pièges. En fait, la qualité des états de surface influence la taille du canal désertée qui influence également les résistances des régions Grille-Source et Grille-Drain. Un autre paramètre très sensible aux états de charge est la conductance de sortie g_d entre le drain et la source. Ce paramètre reflète l'image des variations du courant de sortie vis-à-vis de la tension V_{ds} appliquée. C. Poitier et al. [51] ont donné un exemple d'un modèle électrique avec un piège, (figure 1.19) où ils ont montré que la dispersion à basse fréquence du Y_{22} due à un seul piège avec une constante de temps d'émission τ_n peut être modulé par un réseau supplémentaire (g_n, C_n) à la sortie du modèle HEMT à petit signal.

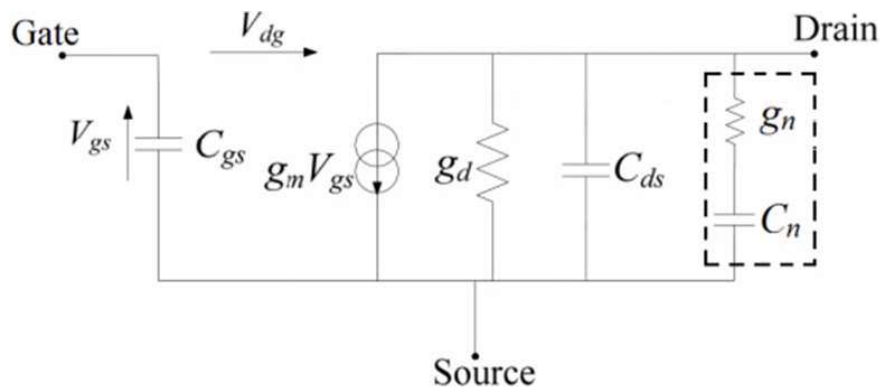


FIGURE 1.19 – Modèle HEMT à petit signal comprenant un piège (g_n, C_n).

1.5.3 La spectroscopie transitoire des niveaux profonds (DLTS)

La spectroscopie transitoire des niveaux profonds "Deep Level Transient Spectroscopy" (DLTS) [52] est l'une des techniques les plus utilisées. Elle consiste à appliquer une

impulsion électrique en courant sur le composant pour injecter des porteurs majoritaires ou minoritaires et ensuite, analyser la réponse des transitoires à deux instants différents, après application de cette impulsion, soit :

- du courant de drain, dans ce cas de figure, on parle de la spectroscopie de transitoire de courant (I-DLTS). Cette technique, sensible aux pièges présents en dessous de la grille ainsi que dans les zones d'accès côté drain, permet d'identifier plus finement la localisation des pièges. Cependant, puisque cette mesure, se fait d'une manière continue, et non pas pulsée, elle ne tient pas en compte des effets d'auto-échauffement du composant HEMT GaN, et dans ce cas de figure, les constantes de temps de capture et d'émission des deux phénomènes : les effets thermiques et les effets de pièges ne peuvent pas être distingués.
- de la capacité, connue sous le nom de la spectroscopie de transitoire de capacité (C-DLTS) pour extraire les spectres des constantes de temps correspondants. Or, la mesure de la variation de la capacité, appelée $S(t)$, avec précision de la technologie HEMT GaN est difficile à cause de sa structure nanométrique ($\simeq 100$ fF), contrairement aux MOSFETs. En plus, cette méthode permet de caractériser des pièges situés précisément en surface, vu que les variations de capacité sont dues généralement aux pièges de surface.

La capacité lors du transitoire ainsi que l'écart entre deux instants peuvent s'exprimer par les fonctions :

$$C(t) = C_r \left[1 - \frac{n_{T0}}{2N_D} \exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right) \right] \quad (1.19)$$

$$S(t) = C_r \frac{n_{T0}}{2N_D} \left[\exp\left(-\frac{t_2}{\tau_e}\right) - \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_e}\right) \right] \quad (1.20)$$

où C_r est la valeur de repos, n_{T0} la densité de pièges remplis à $t = 0$, N_D la densité totale de pièges et τ_e la constante d'émission du piège.

Sachant que l'état des pièges varie avec la température, les mesures de la variation du courant ou de la capacité sont faites en faisant un balayage dans une certaine gamme de

températures.

1.5.4 Mesure de courant de drain transitoire (DCT)

Cette technique s'inspire fortement de la DLTS mais permet entre autres de mesurer avec précision les constantes de temps qui sont plus longues (supérieures à la dizaine de microsecondes). Les différentes constantes de temps sont extraites, dans ce cas de figure, par lissage du transitoire de courant de drain I_{ds} en appliquant une somme de fonctions exponentielles de type :

$$I_{fitted} = \sum a_i \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) + I_\infty \quad (1.21)$$

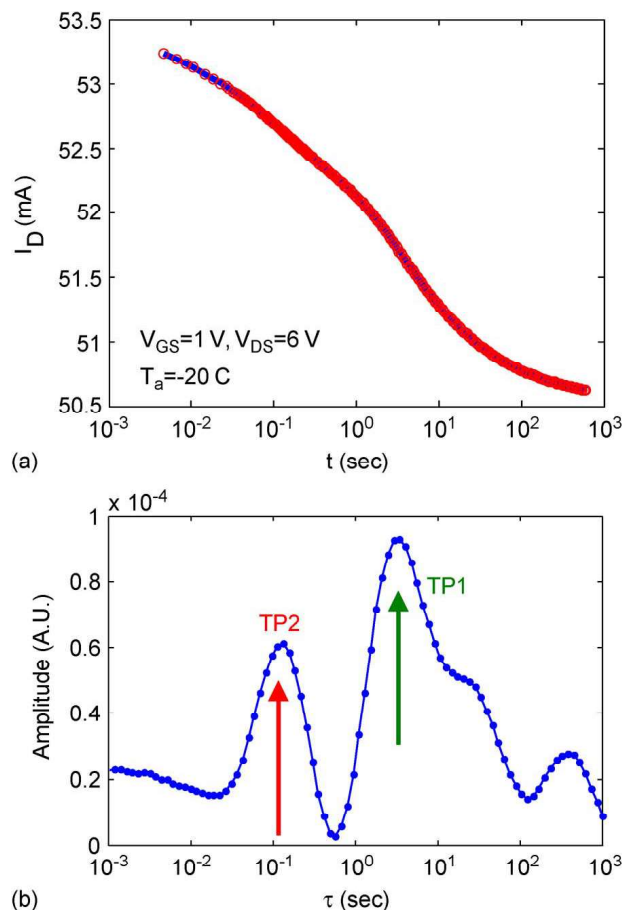


FIGURE 1.20 – (a) Transitoire du courant de drain I_D , (b) Spectre des constantes de temps du HEMT GaN à $V_{GS} = 1$ V et $V_{DS} = 6$ V [53].

Ce transitoire résulte du changement de l'état de polarisation (OFF et ON). Les

résultats de lissage de courant transitoire vont être utilisés pour tracer le spectre des constantes de temps qui seront utilisés pour extraire l'amplitude des constantes de temps les plus dominantes (figure 1.20). La méthodologie d'extraction des différents paramètres du piège est présentée dans [4].

Cette méthode, ne nécessitant pas d'équipements complexes, est simple pour identifier l'énergie d'activation ainsi que la section efficace de capture d'électrons. Cependant, il est difficile d'identifier l'emplacement des pièges avec cette méthode. Il est aussi difficile de séparer les constantes de temps thermiques (dues aux effets d'auto-échauffement du composant) des constantes de temps dues aux mécanismes de piégeage.

1.5.5 Les méthodes optiques (DLOS)

L'une des techniques optiques les plus utilisées est la "deep level optical spectroscopy" (DLOS). Cette dernière est basée sur des mesures des transitoires des capacités photo-stimulées après avoir appliqué une excitation électrique, thermique ou optique sur un composant HEMT GaN décapsulé (Deep-level optical spectroscopy in GaAs). Elle permet d'extraire des pièges qui sont plus profonds en terme de niveaux d'énergie en exposant le composant à certaines longueurs d'onde λ , étant de l'ordre de la centaine de terahertz, qui vont apporter l'énergie nécessaire, supérieur à 0.4 eV, pour l'émission des électrons piégés [54].

1.5.6 Athermal direct current transient spectroscopy (A-DCTS)

Une nouvelle technique de caractérisation de piège a été mise en place par Alexis Divay [1] afin d'éviter au maximum les phénomènes d'auto-échauffement des composants HEMT GaN. Les premières caractérisations ont été faites pour établir l'état initial des pièges au sein des composants de la technologie GH50. Plusieurs défauts ont été extraits par A-DCTS dans une gamme de température allant de 15-100 °C et une gamme temporelle de 1 ms à 1000 s. Cette technique basée sur des mesures pulsées sera détaillée dans le chapitre suivant.

1.5.7 Synthèse des signatures des pièges extraites avec les techniques citées ci-dessus

TABLEAU 1.2 – Récapitulatifs des différentes énergies d'activation

Méthode de caractérisation	Energie d'activation	Section efficace de capture	Origine/Interprétation	Ref
Drain current DLTS and I-DLTS	0.06/ 0.07 eV	$1.0 - 3.0 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2 / 5.0 - 8.0 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$	N-vacancy	[25]
	0.10 eV	$2.4 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$	Point defects such as N-vacancy	[55]
	0.14 eV	$3.9 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$	Carbon or hydrogen impurities	[56]
	0.15 eV	$2.0 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$	N-vacancy	[57]
	0.18 eV	$4.5 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$	Surface trap	[58]
	0.19/0.23 eV	$2.4 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2 / 5.4 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	Edge dislocations	[59]
	0.20 eV	-	N-vacancy	[25]
	0.25 eV	$1.1 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$	Extended defects such as dislocations	[57]
	0.26 eV	$1.4 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$	Native defects (N or Ga-Vacancy)	[60]
	0.40 eV	$5.2 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$	Si-doped induced defects	[55]
	0.50 eV	$5.0 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2 / 4.6 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$	bulk trap, nitrogen antisite point defect	[58],[61]
	0.545 eV	$2.6 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	AlGaIn surface	[52]
	0.59/0.62eV	$5.4 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2 / 6.8 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	Linear array of defects due to dangling bonds along edge dislocations	[55]
	0.62 eV	-	Mg-H complex in n-GaN	[62]
	2.62 eV	-	N-vacancy, Ga-vacancy	[63] [64]
Capacitance DLTS	0.31 eV	$4.7 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	AlGaIn layer	[65]
	0.34 eV	$2.6 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	Point defect in AlGaIn	[66]
	0.46 eV	$3.6 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	Point defect in AlGaIn	[66]
	0.69 eV	$9.7 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	point defect in AlGaIn	[66]
	0.80 eV	$1.4 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	point defect in AlGaIn	[66]
	0.89 eV	$8.1 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	point defect in AlGaIn	[66]
	0.90 eV	$5.0 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$	Sc_2O_3 passivation was found to reduce the concentration of prominent surface trap significantly	[67]
Low frequency dispersion	0.19 eV	$4.2 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	-	[65]
	1.80 eV	$3.0 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	-	[65]
DLOS	1.28 eV	-	Carbon impurities	[64]
	1.30 eV	-	GaN or AlGaIn layer	[68]
	1.50 eV	-	-	[69]
	2.30 eV	-	Also found in PA-MBE grown HEMTs	[70]
	3.11 eV	-	Native cation vacancy	[69]
	3.28 eV	-	Carbon defect in GaN	[70]
	3.76 eV	-	AlGaIn layer	[71]
3.93 eV	-	Mg impurities	[69]	
DCT	0.18 eV	-	Surface state	[72]
	0.21 eV	-	Either AlGaIn barrier or GaN buffer	[72]
	0.38 eV	-	Structural defect in the InAlN barrier	[72]
	0.43 eV	-	C/O/H impurities	[72]
	0.62 eV	$8.7 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	GaN point defect	[5]
	0.63 eV	$2.3 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$	located in the GaN buffer. Intrinsic defects or impurities such as carbon	[6]
	0.82 eV	-	material growth	[72]
	0.91 eV	$3.3 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2$	Gallium vacancy point defect	[5]
	1.10 eV	$3.9 \cdot 10^{-12} \text{ cm}^2$	GaN dislocations	[5]

Nous avons vu, jusqu'à maintenant, les principales techniques de caractérisation de piège qui peuvent être récapitulés par la figure 1.21. Nous présentons dans le tableau 2.5 quelques signatures de pièges de HEMT GaN les plus répertoriées dans la littérature. On note que dans certaines études, les auteurs n'ont pas présenté la section de capture des pièges observés.

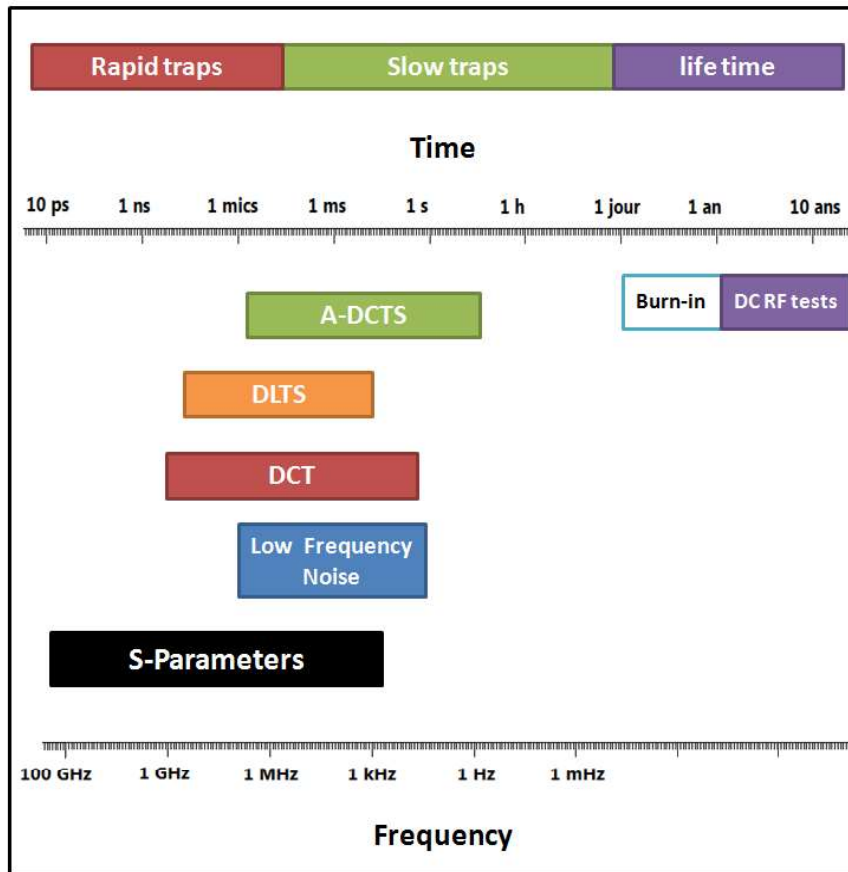


FIGURE 1.21 – Répartition des gammes temporelles des différentes techniques de caractérisation des pièges des composants HEMT GaN.

1.6 Analyse des gammes temporelles des techniques de caractérisation de piège

Maintenant que nous avons vu les techniques usuelles de caractérisation des pièges des HEMTs GaN, nous allons définir les gammes de température et de temps de chacune de ces méthodes.

D'après la loi d'Arrhenius (l'équation 1.17), on peut constater que l'énergie d'activation d'un piège est liée au logarithme de la constante de temps multipliée par le carré de la température. Ceci implique que chaque piège est activé dans une gamme de température et de temps bien définie. La figure 1.21 présente une distribution temporelle et fréquentielle des techniques de caractérisation de pièges les plus connues des composants HEMT

GaN listées précédemment. Les recouvrements dans la gamme de la ms à la seconde permettront de comparer ces différentes techniques.

Dans la référence [73] une étude approfondie menée sur un HEMT GaN/AlGaIn/GaN caractérisé avec la technique bruit basse fréquence (LFN) dans une gamme de fréquence allant de 20 Hz à 1 MHz à plusieurs valeurs de température allant de 25 °C à 125 °C permet de mettre en évidence deux énergies d'activation de 0.51 eV et 0.57 eV. Subramani et al. [73] ont démontré que le piège d'énergie d'activation 0.57 eV est activé pour des valeurs de températures élevées ($T > 75$ °C) à basse fréquence. Ceci peut s'expliquer par le fait que la dispersion des pièges se produit à très basses valeurs de fréquences, alors que le piège d'énergie d'activation 0.51 eV est activé sur toute la gamme de température lors de la mesure. Ils ont supposé que ces deux pièges se situent au niveau du buffer GaN dopé au Fe. Sur le même composant de l'étude précédente, un piège d'énergie d'activation 0.40 eV et de section de capture de $1.8 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$ a été extrait à l'aide de la technique des paramètres S (LFS) dans la même gamme de température mais cette fois-ci dans une gamme de fréquence un peu plus large allant de 10 Hz à 10 MHz. Les techniques des paramètres S (LFS) et bruit basse fréquence (LFN) sont utiles pour mesurer des courtes constantes de temps, de quelques nanosecondes ou microsecondes à quelque secondes.

La DCT est utilisée afin de mesurer avec précision les constantes de temps supérieures à la dizaine de microsecondes. Pour mettre en évidence des constantes de temps inférieures aux microsecondes, des instruments de mesure spécifiques sont ajoutés (capacités parasites, bandes passantes élevée...). Dans la référence [53] Joh et al. ont étudié la signature des pièges responsables de l'effondrement du courant de drain en utilisant la DCT. Ces mesures ont été effectuées à l'état ON et à l'état OFF à trois points de polarisation. Trois pièges avec des énergies d'activation 1.00 eV, 0.86 eV et 0.64 eV avec sections de captures de $5.0 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2$, $8.7 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2$ et $3.9 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$ respectivement ont été extraits dans une plage de température allant de 80 °C à 140 °C.

La DLTS est utilisée pour extraire des constantes de temps courtes puisqu'elle néglige les effets d'auto-échauffement du transistor lors de l'extraction des transitoires de courant. Dans ce cas de figure, nous ne pouvons pas dissocier les constantes de temps liées aux effets thermiques de ceux liées aux effets de piégeage. Ces constantes de temps varient

de 10ns à 10ms. Dans la référence [74] Arehart et al. ont détecté deux pièges dominants d'énergies d'activation $E_c - 0.57 \text{ eV}$ et $E_c - 0.75 \text{ eV}$ dans un HEMT GaN. Ils ont supposé que ces pièges sont localisés au niveau du buffer. Les pics du spectre des constantes de temps des deux pièges apparaissaient à basse température 280 K avec une section de capture de $5.0 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$.

Contrairement à la DLTS, la LFN peut détecter des niveaux profonds activés à très basse valeurs de températures. En plus, les capacités parasites des HEMTs GaN étant de plus en plus petites (de l'ordre de 100 fF), il est difficile de mesurer avec précision la variation des capacités avec la C-DLTS.

L'A-DCTS complémentaire aux techniques de caractérisation listées précédemment dans le fait qu'elle permet de mesurer des constantes de temps supérieurs à la seconde (l'ordre de grandeur des constantes de temps mesurées se situe entre quelques ms à 1000 s soit environ 15 minutes). Le tableau 1.3 résume les signatures trouvées par les différentes techniques de caractérisation de piège.

Des mesures de pièges d'un composant GH25 avec les différentes techniques de caractérisation listées dans cette partie seront présentées dans le deuxième chapitre afin de comparer la gamme de température et de temps de chaque technique.

TABLEAU 1.3 – Récapitulatifs des différentes énergies d'activation

Méthode de caractérisation	Energie d'activation	Section efficace de capture	Gamme temporelle	Ref
DLTS	0.57 eV	$5.0 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$	$330 \mu\text{s} \Leftrightarrow 860 \text{ ms}$	[74]
	0.75 eV	$1.0 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$	$2.6 \text{ ms} \Leftrightarrow 240 \text{ ms}$	[74]
LFN	0.51/ 0.57 eV	–	$3.28 \mu\text{s} \Leftrightarrow 522 \mu\text{s}$	[73]
LFS	0.40 eV	$1.9 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	$5.45 \mu\text{s} \Leftrightarrow 90.7 \mu\text{s}$	[75]
DCT	0.64 eV	$3.9 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$	–	[53]
	0.86 eV	$8.7 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2$	–	[53]
	1.00 eV	$5.0 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2$	–	[53]
A-DCTS	0.45 eV	–	$12 \text{ s} \Leftrightarrow 975 \text{ s}$	[76]
	0.65 eV	–	$2 \text{ ms} \Leftrightarrow 48 \text{ ms}$	[76]
	0.86 eV	–	$150 \text{ ms} \Leftrightarrow 3 \text{ s}$	[76]

1.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté, dans un premier temps, les propriétés des semiconducteurs à base de GaN. Nous avons vu que les HEMTs GaN offre de meilleures performances en haute fréquence qui peut atteindre 40 GHz. Le GaN offre

également une amélioration d'un facteur de mérite supérieur à 10 (de 820 à 300 K) vis-à-vis des performances du Si et AsGa. La haute mobilité des porteurs de charge confinés dans le gaz bidimensionnel d'électron 2DEG crée grâce à l'hétérojonction de deux semiconducteurs de largeur de bandes interdites différentes a été vu en détails. Nous avons ensuite calculé la densité de polarisation de charge du gaz bidimensionnel d'électron 2DEG de l'hétérostructure AlGaIn/GaN pour une fraction molaire en aluminium de 0.26. Néanmoins ces composants sont encore peu matures et nécessitent des études approfondies des phénomènes parasites dégradant leur performances.

Dans un second temps, une section de cette étude bibliographique s'est concentrée sur l'une des modes de défaillance des HEMTs GaN, liée aux mécanismes de piégeage. Le phénomène de piégeage des porteurs de charge par certains défauts créés dans la structure du HEMT GaN à cause des dislocations, des lacunes de gallium ou d'azote, des atomes d'impuretés en substitution... conduit à des dégradations de performances des composants. Les effets des pièges peuvent être observés sur des caractéristiques électriques I-V qui se traduisent par un gate-lag, drain-lag, effondrement du courant de drain, décalage de la tension de pincement V_p et de la transconductance g_m , réduction du courant de drain I_{ds} et de la résistante $R_{ds(ON)}$. Une brève explication des paramètres physiques des pièges est présentée. Chaque piège est défini par quatre paramètres : une énergie d'activation, une section efficace de capture, une gamme temporelle et une gamme de température. La dernière section de ce chapitre a été dédiée aux différentes techniques de caractérisation des pièges présents dans la structure des HEMTs GaN : DLTS, DCT, LFN, paramètre-S et A-DCTS.

Chapitre 2

Banc de caractérisation athermique des pièges

Comme nous avons vu dans le premier chapitre, les HEMTs GaN sont sujets aux mécanismes de piégeage. Ce deuxième chapitre est consacré à la caractérisation des pièges dans les deux composants GH25 et GL2D. Dans cette optique, un banc athermique de caractérisation des pièges A-DCTS [1] a été conçu au GPM afin d'extraire les constantes de temps qui définissent les paramètres physique d'un piège : énergie d'activation, la section de capture et la densité. Ce banc de caractérisation est piloté par une interface développée spécifiquement pour le banc, et permettant une automatisation de l'acquisition des mesures des paramètres statiques des composants. La principale amélioration de la technique de caractérisation des pièges A-DCTS, comparativement aux travaux de thèse d'Alexis Divay [1], est l'ajout de deux nouveaux protocoles de caractérisation des pièges : le premier a été mis en place afin d'avoir la répétabilité ainsi que la reproductibilité des résultats des mesures des composants GH25 et GL2D. Le deuxième protocole est développé pour la caractérisation des pièges au sein du buffer.

La première partie de ce chapitre détaillera les différentes caractérisations que les composants sous tests subissent à l'état neuf et après vieillissement. Ces caractérisations comportent :

- caractérisations RF pour déterminer les performance fréquentielles des composants.
- caractérisations I-V pulsées : La caractéristique de sortie $I_{ds} - V_{ds}$, la caractéristique de transfert ainsi que la transconductance $I_{ds} - V_{gs}$ (G_m). Les caractéristiques de

diode $I_{gs} - V_{gs}$ afin d'évaluer la qualité de la diode Schottky.

— enfin, la caractérisation des pièges des deux technologies GH25 et GL2D est menée.

Dans la seconde partie de ce chapitre, les pièges caractérisés par la technique A-DCTS des composants GH25 neufs, seront par la suite comparée avec des caractérisations effectuées par C-DLTS en collaboration avec le laboratoire GREYC et d'autres techniques : DCT, bruit basse fréquence et paramètres S afin de recouper la gamme temporelle des résultats obtenus avec les deux protocoles de la A-DCTS développés au cours de cette thèse.

2.1 Caractéristiques physiques des deux technologies GH25 et GL2D

2.1.1 Préparation des composants d'étude

Le but de cette partie est d'identifier les paramètres ayant un lien avec le phénomène de piégeage présenté dans le chapitre 1. Pour cela, les différentes caractérisations RF (Gain, PAE (Power Added Efficiency)) et électriques disponibles au GPM ont été menées : les caractéristiques I-V pulsées et les caractéristiques de diode. Les composants d'étude des deux technologies GH25 et GL2D ont été brasés sur des amplificateurs conçus au GPM [22]. Ces amplificateurs permettent de chauffer préférentiellement le transistor et non les éléments extrinsèques qui le constituent afin d'éviter les défaillances qui ne sont pas dues au composant (figure 2.1). Ces amplificateurs, permettant les mesures in-situ lors du vieillissement, ont été conçu de manière à fonctionner à 3 GHz (bande S)[22]. Afin d'éviter l'oscillation parasite durant les mesures, des bouchons d'adaptation 50Ω sont placés à l'entrée et à la sortie RF d'amplificateur(figure 2.2).

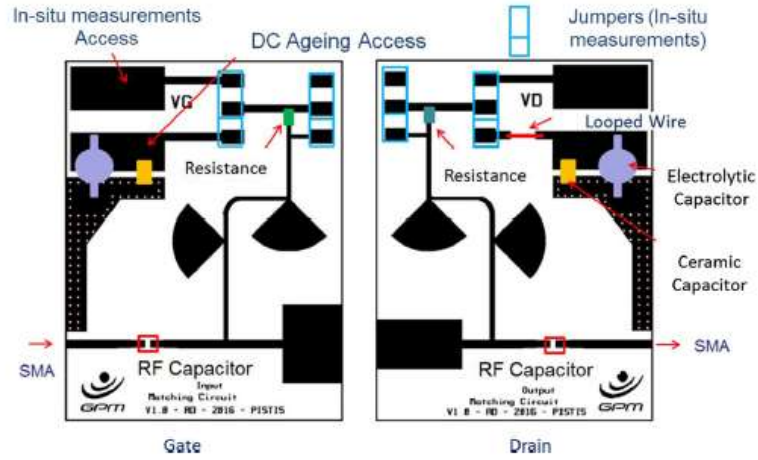


FIGURE 2.1 – Schéma du circuit de l'amplificateur RF conçu au GPM[22].

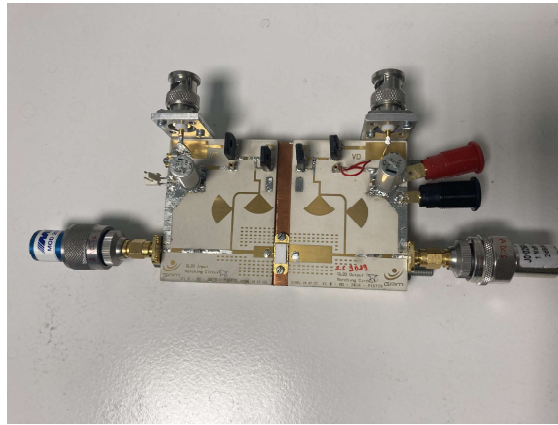


FIGURE 2.2 – Image d'un amplificateur RF adapté à 50 Ω pour les différentes mesures de caractérisations et de vieillissement du composant GH25, le transistor se présente en boîtier.

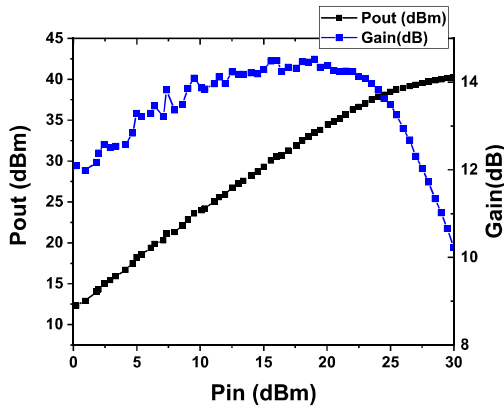


FIGURE 2.3 – Variation de la puissance de sortie P_{out} et le gain en fonction de la puissance d'entrée P_{in} du GH25, à 3 GHz, $V_{ds} = 30 V$, $I_{dq} = 6 mA$ à t_0 .

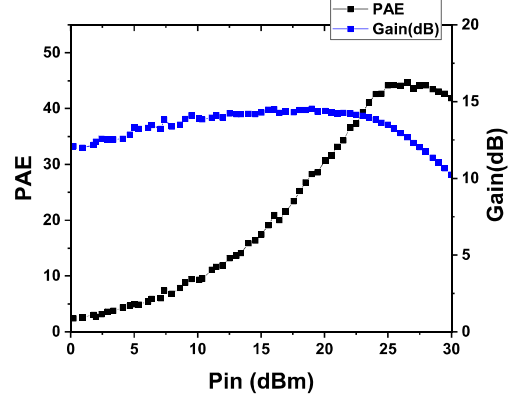


FIGURE 2.4 – Caractéristique PAE- P_{in} du GH25 à 3 GHz, $V_{ds} = 30 V$, $I_{dq} = 6 mA$ à t_0 .

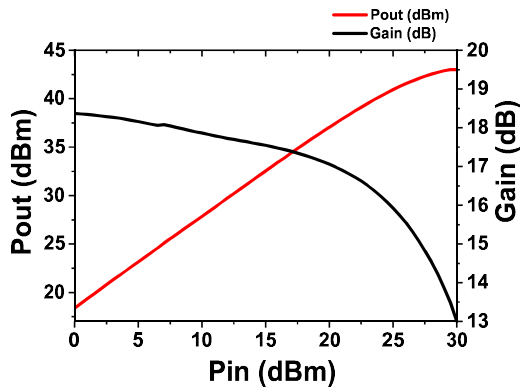


FIGURE 2.5 – Variation de la puissance de sortie P_{out} et le gain en fonction de la puissance d'entrée P_{in} du GL2D à 3 GHz, $V_{ds} = 43.5 V$, $I_{dq} = 100 mA$ à t_0 .

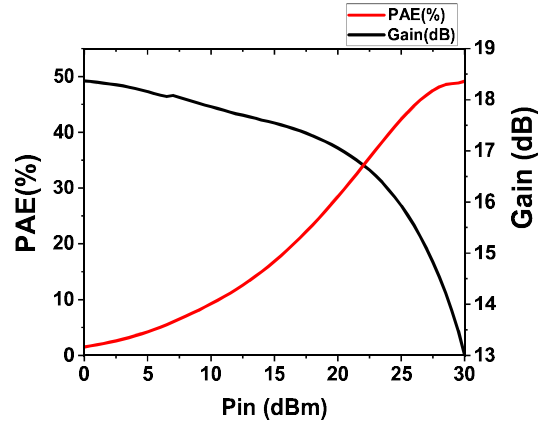


FIGURE 2.6 – Caractéristique PAE- P_{in} du GL2D à 3 GHz, $V_{ds} = 43.5 V$, $I_{dq} = 100 mA$ à t_0 .

Ensuite, les différents paramètres radiofréquence : puissance d'entrée, puissance de sortie ($P_{in}-P_{out}$), gain, rendement en puissance ajoutée (PAE) des deux composants d'étude ont été extraits. Les performances des deux composants à 3 GHz sont présentées sur les figures 2.3, 2.4, 2.5 et 2.6. Après les caractérisations RF les composants de type GH25 ont subi un burn-in de 24 heures en appliquant une polarisation de 30 V sur le drain et un courant de 6 mA.

Les différents mécanismes de défaillance agissant directement sur les caractéristiques d'entrée-sortie peuvent être révélés des mesures statistiques I-V. Un des principaux systèmes de caractérisation au GPM est le banc I-V impulsif. Les mesures pulsées permettent d'estimer quantitativement l'influence des pièges sur les caractéristiques statiques des HEMTs GaN. Ces mesures pulsées dissocient l'effet de piège de celui de l'auto-échauffement en faisant la mesure à plusieurs points de repos [77]. Le banc AMBILT PIV de la société AMCAD Engineering (figure 2.7) est utilisé pour la réalisation des mesures en appliquant des pulses très courts. La sonde de grille AM211 fournit des tensions de $\pm 15 V$ et des courants de $\pm 200 mA$ et la sonde AM222 drain peut aller jusqu'à 120 V et 30 A. Le montage du Dispositif Sous Test (DUT) pour les mesures en IV pulsé est présenté sur la figure 2.8. Le rapport cyclique des pulses appliqués pendant les mesures est de 0.1 % (pour une période de 1 μs). La mesure peut se faire dans une

plage de température allant de $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $135\text{ }^{\circ}\text{C}$ en utilisant un module de Peltier. Ce dernier est commandé par le châssis Bilt. Toutes les caractérisations sont réalisées à $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ afin de suivre l'évolution des différents indicateurs de pièges : le taux de gate-lag et drain-lag, V_{th} , G_m et I_{dss} ainsi que les caractéristiques de diode. En effet, à haute température les éléments chauffants ne permettent pas à l'amplificateur de refroidir. Vu que la température de la salle de manipulation dépasse parfois $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, ceci nous empêche une mesure à basse température.

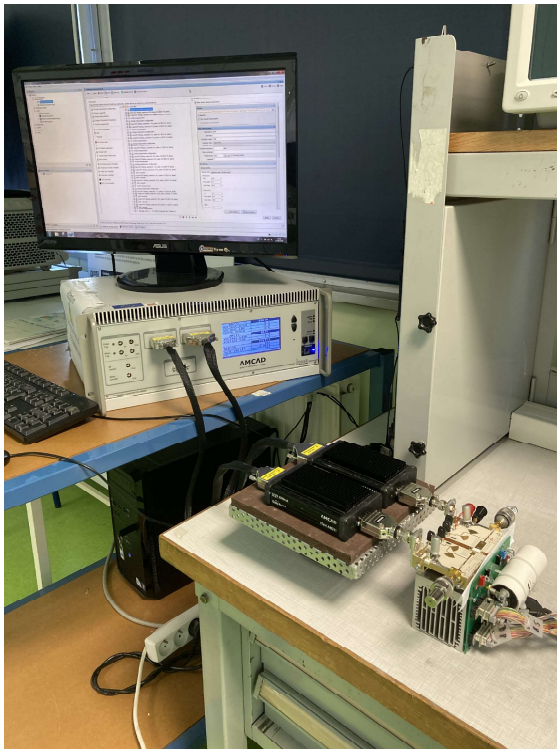


FIGURE 2.7 – Banc de mesure IV en mode pulsé.

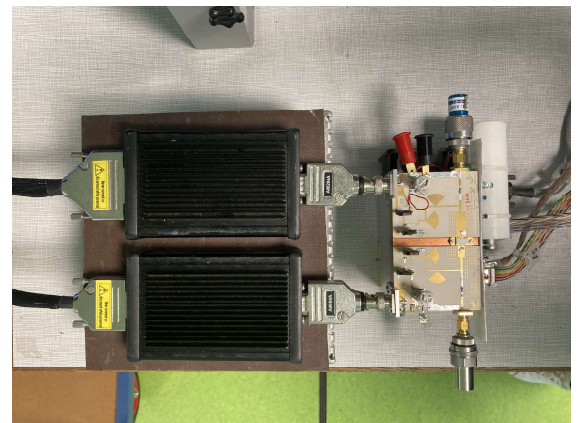


FIGURE 2.8 – Montage du DUT pour les mesures en IV pulsé.

2.1.2 Pièges de surface/ Pièges de buffer

Afin d'étudier les phénomènes de piégeage des porteurs des charges au niveau de la grille et du drain, la caractéristique $I_{ds} - V_{ds}$ est mesurée en mode impulsionnel autour de trois points de polarisation de repos : le point $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0\text{ V}, 0\text{ V})$ correspond à une utilisation standard du composant. Ce point de polarisation permet de s'affranchir des effets d'autoéchauffement du transistor. Le point $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7\text{ V}, 0\text{ V})$ pour caractériser les pièges apportés par un changement du potentiel de grille (le composant est

maintenu pincé à -7 V sans champ appliqué sur le drain). Le phénomène du gate-lag est quantifié dans ce cas de figure en comparant la courbe bleue et la courbe rouge de la figure 2.9. Les points $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7\text{ V}, 30\text{ V})$ pour les GH25 et $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7\text{ V}, 50\text{ V})$ pour les composants GL2D correspondent aux points de fonctionnement du transistor. Afin de quantifier le phénomène de drain-lag on compare la courbe rouge et la courbe rose de la figure 2.9.

Le réseau $I_{ds} - V_{ds}$ des deux figures 2.9 et 2.10 a été réalisé pour une tension de grille $V_{gs} = 0\text{ V}$. La polarisation du drain V_{ds} est balayée de 0 V à 30 V pour les composants GH25 et de 0 V à 50 V pour les composants GL2D.

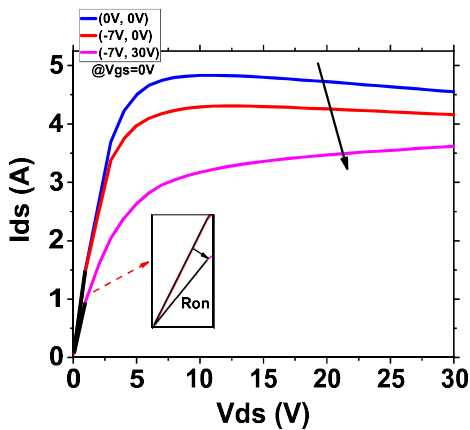


FIGURE 2.9 – Caractéristique de transfert d'un composant GH25 à trois points de polarisation à t_0 .

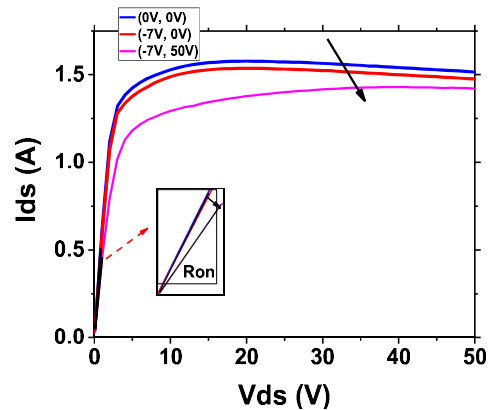
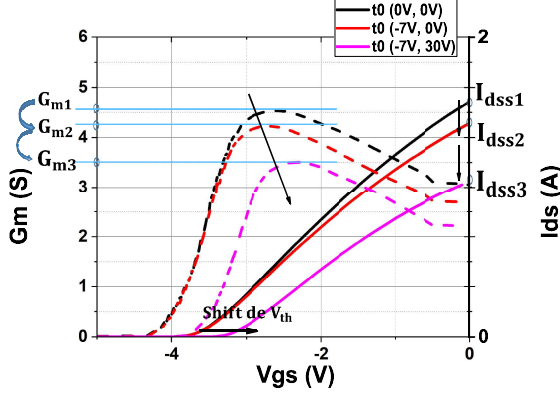
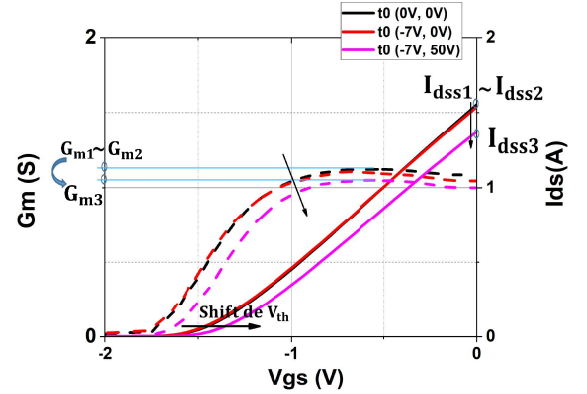


FIGURE 2.10 – Caractéristique de transfert d'un composant GL2D à trois points de polarisation à t_0 .

Le gate-lag du courant entre les deux points de polarisation de repos $(0\text{ V}, 0\text{ V})$ et $(-7\text{ V}, 0\text{ V})$, suite à la transition de 0 V et -7 V , est dû à la présence des états de surface situés entre la grille et le drain. Nous remarquons que le gate-lag est important dans la zone de saturation pour la technologie GH25 et léger pour la technologie GL2D. Cependant, dans la zone linéaire de la courbe, les pièges de surface n'influent pas la résistance à l'état passant pour les deux types de composants.

La polarisation de la grille varie de -5 V à 0 V pour extraire des courbes $I_{ds} - V_{gs}$ à $V_{ds} = 10\text{ V}$ représentées en figures 2.11 et 2.12.


 FIGURE 2.11 – Caractéristique d’entrée du GH25 à trois points de polarisation à t_0 .

 FIGURE 2.12 – Caractéristique d’entrée du GL2D à trois points de polarisation à t_0 .

Le gate-lag se traduit également par une diminution du maximum de la transconductance G_m en fonction de V_{gs} via une baisse du courant de drain maximal I_{dss} . En observant en détail les figures 2.11 et 2.12, il apparaît que la transconductance G_m évolue aussi en fonction de la valeur des points de repos appliqués. En général, les pièges de surface sont activés pour des valeurs supérieures à 0 V tandis que les pièges de buffer sont activés pour des tensions négatives. En observant les figures 2.11 et 2.12 en détail, la transconductance est maximale pour des valeurs comprises entre -1 V et 0 V pour le GL2D et entre -3.50 V et -2.50 V pour le GH25 à 50 °C. La transconductance G_m ne présente pas de pic pour des valeurs de V_{gs} supérieure à 0 V. On note également que la tension V_{th} évolue en passant de $V_{dsq} = 0$ V à $V_{dsq} = 30$ V. Le décalage de V_{th} dans ce cas de figure vers les valeurs positives traduit la présence des électrons piégés sous la grille dans le buffer. Le piégeage dans cette zone entraîne une réduction de la densité de porteur dans le canal. Pour obtenir plus d’informations sur la présence des pièges dans le buffer, la caractérisation du drain-lag a été effectuée (figures 2.9 et 2.10). Dans ce cas de figure, la diminution du courant de drain peut s’expliquer par la capture d’une quantité importante d’électrons quand on applique un fort champ électrique $V_{ds} = 30$ V. Les électrons ne participent plus au courant de sortie ce qui génère une diminution du courant de drain. Le drain-lag est important dans les deux types de composants. Les paramètres taux de gate-lag $GL(\%)$ drain-lag $DL(\%)$ sont calculés afin d’avoir une quantification plus significatives de l’impact des pièges de surface ainsi que ceux du buffer.

Ces paramètres sont extraites à $V_{ds} = 10 \text{ V}$ à partir des équations suivantes :

$$GL(\%) = 100. \left(1 - \frac{P(0,0)}{P(-7,0)}\right) \quad (2.1)$$

$$DL(\%) = 100. \left(1 - \frac{P(-7,0)}{P(-7,30)}\right) \quad (2.2)$$

avec $P(0,0) = V_{ds}I_{ds}$ est la puissance de sortie pour la polarisation au repos (0 V, 0 V).

L'évolution des indicateurs des pièges est détaillée dans le tableau 2.1. Nous pouvons donc dire que les composants GH25 contiennent une quantité importante de pièges de surface comparant aux GL2D. En plus, les composants des deux technologies GH25 et GL2D contiennent une quantité importante de pièges du buffer.

TABLEAU 2.1 – Évolution des indicateurs des pièges d'un composant GH25.

Paramètres	gate-lag		drain-lag
	-12.91 %		-35 %
Points de repos	0 V, 0 V	-7 V, 0 V	-7 V, 30 V
G_m	1.50 S	1.40 S	1.16 S
V_{th}	-3.62 V	-3.62 V	-3.23 V
I_{dss}	4.72 A	4.27 A	3.09 A

TABLEAU 2.2 – Évolution des indicateurs des pièges d'un composant GL2D.

Paramètres	gate-lag		drain-lag
	-1.35 %		-14.72 %
Points de repos	0 V, 0 V	-7 V, 0 V	-7 V, 50 V
G_m	1.12 S	1.10 S	1.04 S
V_{th}	-1.42 V	-1.42 V	-1.33 V
I_{dss}	1.54 A	1.54 A	1.37 A

La caractéristique $I_{gs} - V_{gs}$ est utilisée en direct et inverse pour déterminer des deux paramètres : facteur d'idéalité et hauteur de barrière effective. La caractérisation de diode en inverse est utilisée pour contrôler l'évolution du courant de grille. Dans ce cas, la polarisation de grille est fixée à -5 V. Tandis que le facteur d'idealité ainsi que la hauteur de la barrière sont extraits de la partie quasi-linéaire de la caractéristique directe de la diode. Ces différents paramètres sont résumés dans le tableau 2.3. Nous avons mesuré les courants de fuite de grille sur les composants GH25 et GL2D neufs. Les

courants étant de l'ordre du microampère, la caractérisation de diode est réalisée avec un sourcemeter (SMU) Keithley 2636B. Ce sourcemeter permet des mesures de courants avec une résolution de 100 fA. Cet appareil peut contrôler indépendamment les voies courant et tension $I_{gs} - V_{gs}$ extraites en envoyant une tension progressives en inverse et en direct. Les caractérisations sont présentées sur les figures 2.13 et 2.14.

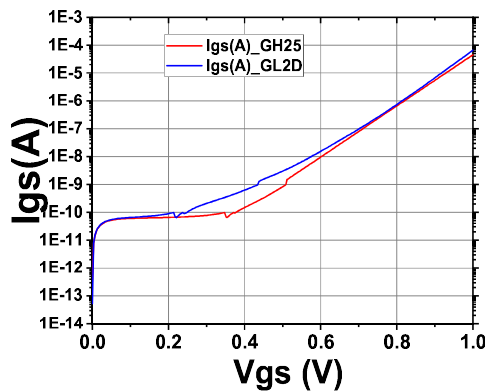


FIGURE 2.13 – Mesures de diodes en direct des deux composants GH25 et GL2D neufs.

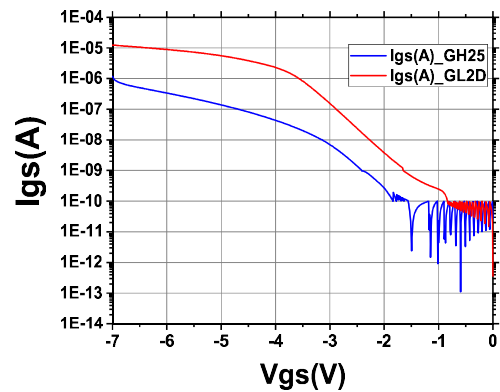


FIGURE 2.14 – Mesures de diodes en inverse des deux composants GH25 et GL2D neufs.

TABLEAU 2.3 – Paramètres électriques de la diode des composants GH25 et GL2D.

	GH25	GL2D
Hauteur de barrière $\phi(eV)$	1.03	1.00
Coefficient d'idéalité n	1.69	1.70

En observant les caractéristiques de diode, il apparaît un courant de fuite pour une tension inférieure à 0.6 V. Le courant de fuite en inverse se situe autour de $5 \mu A$ dans le cas du GH25 et $1 \mu A$ dans le cas du GL2D pour $V_{gs} = -7 V$. Ceci traduit la présence de pièges d'interface dans la structure cristalline des deux composants. A basse tension, les pièges émettent les électrons et génèrent le courant de fuite.

2.2 Banc athermique de caractérisation des pièges

2.2.1 Méthodologie

Jusqu'à présent, les indicateurs des pièges ont été identifiés dans les deux types de technologie GH25 et GL2D. Pour extraire la signature de ces pièges, un banc athermique de caractérisation des pièges a été développé. La méthodologie de la mesure de piège peut

se diviser en trois étapes comme le montre la figure 2.15 :

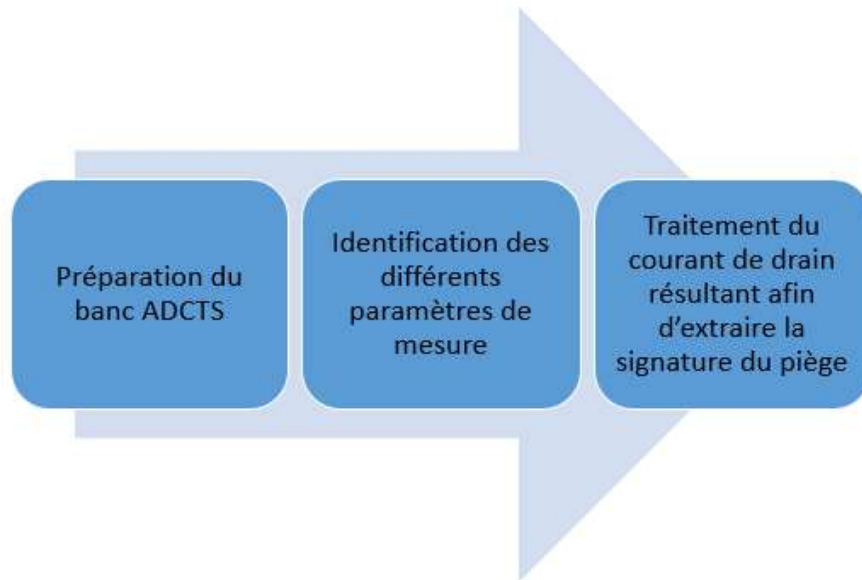


FIGURE 2.15 – Les différentes étapes de la méthodologie de la technique ADCTS.

- **Préparation du banc A-DCTS** : dans cette étape nous réalisons le montage du banc athermique de caractérisation de pièges détaillé dans la partie 2.2.2.
- **Identification des différents paramètres de mesure** : avant chaque caractérisation de piège, des essais ont été faits pour déterminer les durées de piégeage et de dépiégeage ainsi que les niveaux d'équilibres appliqués sur la grille et le drain du composant. La durée est définie à partir de la courbe du transitoire du courant du drain en fonction de temps. Nous vérifions la stabilisation et l'homogénéisation de la température : les mesures sont effectuées sous plusieurs valeurs de température, on vient faire circuler du courant dans le canal bidimensionnel d'électron 2DEG des composants GH25 et GL2D à chaque valeur de température pendant 30 min afin d'atteindre la stabilisation de la polarisation de grille et de drain.
- **Traitement du courant de drain résultant afin d'extraire la signature du piège** : cette étape suit immédiatement les mesures de courant transitoire. Elle consiste à analyser et traiter ces transitoires afin d'extraire les constantes de

temps en fonction de la température et tracer le diagramme d'Arrhenius.

Ces différentes étapes sont détaillées dans les paragraphes qui suivent.

2.2.2 Description générale du banc A-DCTS

Dans cette partie, nous présentons la méthodologie de la technique A-DCTS. Les mesures pulsées obtenues grâce au banc AMCAD permettent d'analyser les effets de piégeage finement, parce qu'il permet de s'affranchir des problèmes d'auto-échauffement du composant. Le schéma de la configuration matérielle du banc A-DCTS est présenté sur la figure 2.16. La configuration matérielle est composée d'un banc I-V pulsé de la société AMCAD Engineering décrit précédemment. L'oscilloscope Agilent infiniium 54831B DSO, 4 voies, connecté à une sonde de courant à effet hall, permet ensuite de visualiser le courant de drain transitoire résultant du passage entre les niveaux d'équilibre appliqués sur le transistor. Un module Peltier est employé pour faire varier la température de $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Afin d'éviter tout problème de condensation sur le composant lors des mesures à basses températures $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $15\text{ }^{\circ}\text{C}$, de l'air sec est ventilé en permanence. Ceci permet de se prémunir contre tout effet dû à la température autre que celui désiré et apporté par le Peltier. Un ordinateur doté d'une application développée au laboratoire pilote le banc et traite les données de mesures en temps réel.

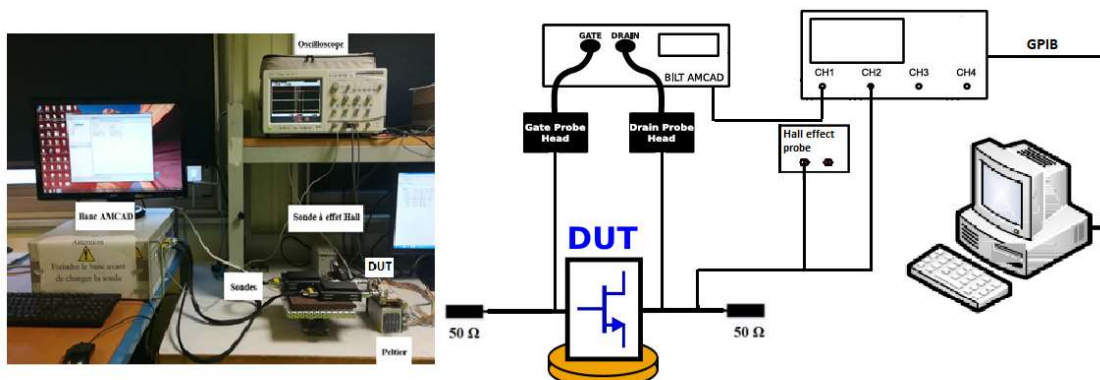


FIGURE 2.16 – (a) Photographie et (b) schéma du banc de caractérisation de mesure transitoire du courant.

2.2.3 Principe de la A-DCTS

Le principe de la technique A-DCTS porte sur la mesure et l'analyse des transitoires du courant de drain entre deux niveaux d'équilibre de tension différents, en polarisant en mode pulsé la grille et/ou le drain du composant. Grâce aux courtes impulsions, de l'ordre de $2 \mu s$ (figure 2.17), appliquées sur la grille et le drain du transistor, le composant n'aura pas le temps de s'échauffer et l'état du piège est conservé. De ce fait, cette technique nous permettra de caractériser des pièges lents. Le chronogramme des pulses de V_{gs} et V_{ds} utilisé pour la technologie des composants Normally-ON est défini comme l'illustre la figure 2.17. D'abord la grille du composant est pincée ensuite le drain est polarisé avec un décalage de $t_d = 0.5 \mu s$. La mesure est faite, dans ce cas de figure, dans la fenêtre t_m à $0.4 \mu s$. Le principe de la mesure pulsée consiste à appliquer de brèves impulsions autour d'un point de polarisation de repos choisi. Afin d'atteindre ces mesures quasi-isothermes, la durée de l'impulsion doit être suffisamment brève pour que la température de jonction du composant n'ait pas le temps de changer.

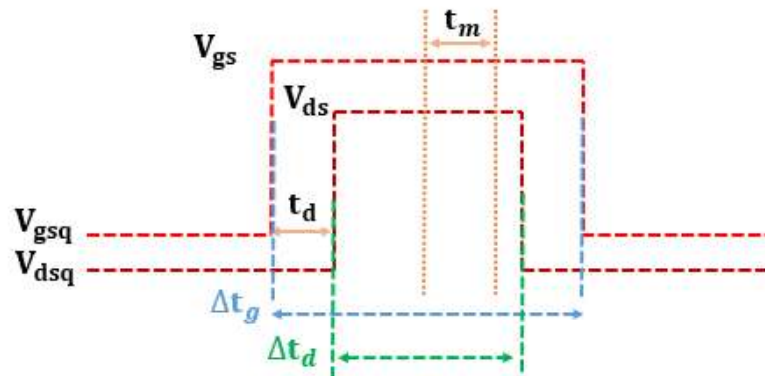


FIGURE 2.17 – Chronogramme des pulses de V_{gs} et de V_{ds} défini sur le banc AMCAD.

Les paramètres des pulses appliqués sur la grille et le drain du composant sont présentés sur le tableau 3.19 ci-après.

TABLEAU 2.4 – Paramètres du chronogramme lors des mesures pulsées.

Paramètres	Set up GH25	Set up GL2D
largeur du pulse de grille Δt_g	2 μs	3 μs
largeur du pulse du drain Δt_d	1 μs	2 μs
Décalage des pulses t_d	0.5 μs	0.5 μs
Intervalle de mesure t_m	0.4 μs	0.4 μs
Période	1000 μs	1000 μs

2.2.4 Préparation du banc de mesure et Interface homme/Machine pilote le banc

Dans cette section, la description générale de l'interface pilotant le banc est donnée. Cette interface, offre une prise en main facile pour l'utilisateur. Elle est composée de deux parties dont le rôle est donné ci-après.

La partie haute de l'interface graphique (figure 2.18) permet à l'utilisateur d'entrer les paramètres relatifs à chaque mesure. La partie basse de l'interface utilisateur (figure 2.19) permet la configuration de l'oscilloscope pour l'acquisition du transitoire. La méthodologie suivie dans le manuscrit est la suivante :

1. paramétrer la durée de la manipulation (jusqu'à 4000 s)
2. paramétrer l'intervalle des mesures : minimum 50 ms
3. paramétrer la température dans une gamme allant de 10 °C à 100 °C
4. placer la position du point de mesure (au milieu du pulse)
5. paramétrer l'échelle horizontale/verticale du pulse
6. paramétrer l'offset du pulse (si nécessaire)

La durée du piégeage/dépiégeage change d'un composant à l'autre. Elle dépend de la nature du piège. Cette durée, peut aller de 500 s à 4000 s pour chaque phase piégeage/dépiégeage. Nous estimons que cette durée est suffisante pour le remplissage et vidage de certains pièges généralement situés en surface ou dans le buffer.

De nombreuses études [78] [79] affirment que le phénomène du gate-lag observé sur des caractéristiques I-V en mode impulsionnel est lié aux pièges de surface et celui du drain-lag est lié aux pièges du buffer. Pour cela, nous avons développé deux proto-

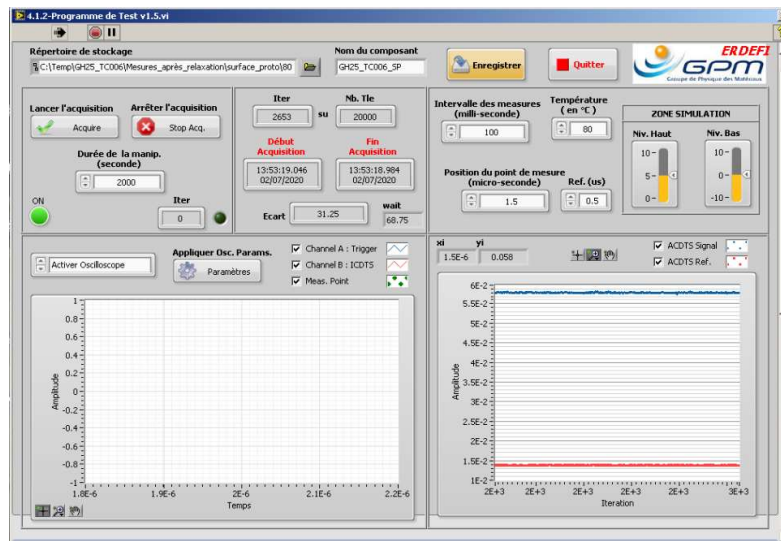


FIGURE 2.18 – Fenêtre du réglage des paramètres d’acquisition.

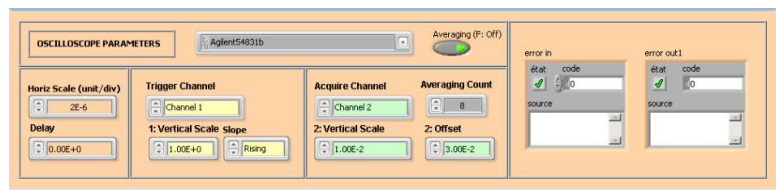


FIGURE 2.19 – Fenêtre du réglage des paramètres du signal visualisé sur l’oscilloscope.

coles de mesure de pièges, un pour les pièges de surface et l’autre pour les pièges du buffer.

2.2.5 Protocole pour extraction des pièges du surface

Les pièges de surface, connus pour être liés aux donneurs ionisés localisés en surface, interviennent lorsque le niveau d’équilibre de polarisation de la grille passe d’un niveau pincé à un niveau moins pincé, semi-pincé ou ouvert. Ce phénomène de piégeage de surface, génère une désertion partielle des porteurs dans le canal bidimensionnel d’électron à cause de la capture de porteurs de charges injectés à l’interface métal/barrière, ce qui va former une grille secondaire virtuelle. Par conséquent, une dégradation des différents paramètres : courant de drain, transconductance, puissance RF se produit. Ces états de surface, modulant la densité de porteurs de charges dans le canal bidimensionnel d’électron 2DEG, peuvent être chargés et déchargés en fonction de la tension V_{ds} appliquée entre la grille et le drain. Avant polarisation, les niveaux profonds dans la bande interdite

sont vides. Le composant est polarisé dans un premier temps, à l'état OFF en appliquant un pulse de $(V_{gsq}, V_{dsq})=(-7 \text{ V}, 10 \text{ V})$ et $(V_{gs}, V_{ds})=(-3.63 \text{ V}, 10 \text{ V})$ pour une période de 1 ms et un rapport cyclique de 0.2 % pour faire passer un courant de 20 mA, comme le montre la figure 2.20. Le drain, dans ce cas de figure, n'est plus pulsé mais fixé à une certaine valeur (10 V dans notre cas). En fait, une plus grande quantité de pièges va être ionisée en augmentant la tension V_{ds} et les électrons dans ce cas, vont être capturés et ne participent plus au courant de sortie. Ensuite le niveau bas des impulsions va être modifié à un niveau d'équilibre de tension moins négative ($V_{gsq}=-4 \text{ V}$ dans notre cas) ce qui va avoir pour effet de libérer les électrons piégés.

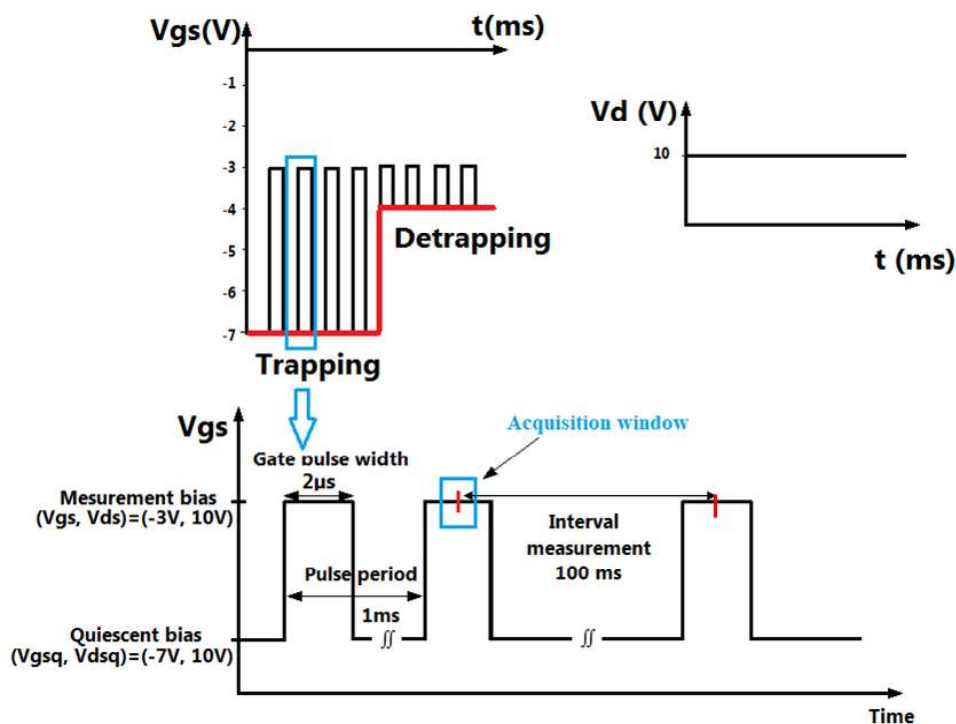


FIGURE 2.20 – Principe de la mesure de pièges de surface.

Cette mesure est également très sensible puisqu'il existait des différences visibles sur l'allure des courbes des transitoires du courant de drain en fonction du temps entre deux mesures successives sous les mêmes conditions de polarisation ainsi que la même valeur de température comme le montre la figure 2.21. Ces différences de mesures n'ont pas été observées au cours des travaux d'Alexis Divay [1] préalablement réalisés sur des

composants de la technologie GH50. Le plus difficile était d'identifier exactement les causes responsables de ces différences.

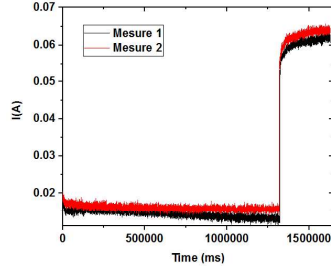


FIGURE 2.21 – Transitoires du courant de drain mesurés sur un composant neuf par la technique A-DCTS non répétables.

Afin de s'assurer de la répétabilité ainsi que la reproductibilité des mesures, nous avons supposé que cette différence est due à une possible accumulation de charges qui affecte l'état initial du composant. Pour revenir à l'état électrique initial du dispositif, ce dernier est polarisé avec une tension V_{gs} positive (drain en court-circuit)[80], pour éviter l'accumulation de charges durant les phases piégeage/dépiégeage (protocole 2 de la figure 2.22). Ces paramètres ont été choisis selon plusieurs tests qui ont été faits sur des HEMTs AlGaIn/GaN pour avoir la répétabilité ainsi que la reproductibilité des mesures. Le résultant est présenté sur la figure 2.23.

Il est possible aussi d'obtenir des résultats équivalents en illuminant les composants sous UV, ou bien sous des longueurs d'onde proches du vert-jaune visible. Cependant, cette technique ne peut être utilisée que sur des composants décapsulés (on wafer) en appliquant une forte polarisation de drain (par exemple $V_{ds} = 30$ V dans le cas d'un composant GH25) et une polarisation sur la grille de -7 V.

2.2.6 Protocole pour extraire les pièges du buffer

Dans cette thèse, nous avons développé un nouveau protocole de caractérisation des pièges situés au niveau du buffer GaN. Ce protocole s'inspire fortement du premier protocole développé pour les pièges de surface (figure 2.25) mais permet entre autre d'extraire des pièges plus profonds. Les constantes des pièges de buffer peuvent atteindre plusieurs heures voir même plusieurs jours. Le changement de la polarisation du drain

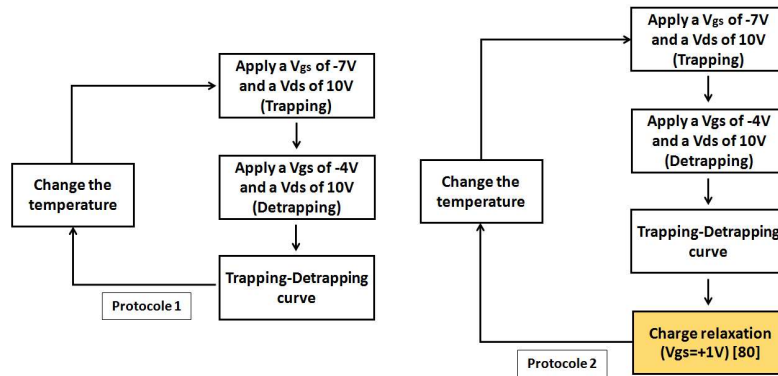


FIGURE 2.22 – Protocole d'extraction des pièges de surface pour avoir des constantes de temps répétables.

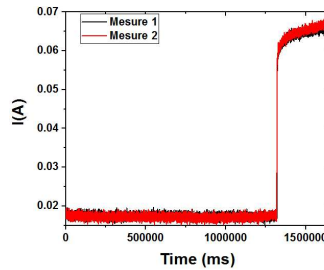


FIGURE 2.23 – Transitoires du courant de drain mesurés sur un composant neuf par la technique A-DCTS répétables.

brusquement fait intervenir les pièges du buffer. Le protocole de pièges de buffer consiste à faire injecter les électrons dans le canal 2DEG sous une forte polarisation de drain. Ces électrons injectés, dans ce cas, sont capturés par des pièges dans la couche GaN. Ensuite, une polarisation faible est appliquée sur le drain brutalement, comme le montre la figure 2.24, afin d'émettre les électrons piégés, il en résulte une augmentation du courant de drain progressivement en fonction des constantes de temps d'émission des porteurs de charge. La polarisation de la grille a été fixée à une valeur proche de la tension V_{th} .

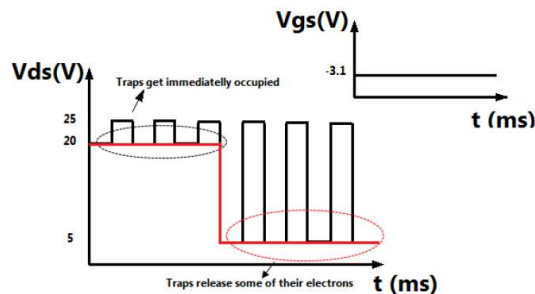


FIGURE 2.24 – Principe de la mesure des pièges du buffer.

Pour les deux protocoles de détection des pièges du buffer et de surface, le changement

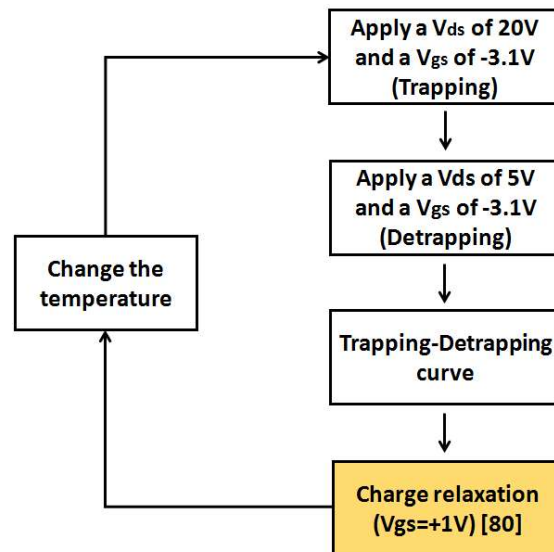


FIGURE 2.25 – Protocole d’extraction des pièges du buffer pour avoir des constantes de temps répétables.

des différents paramètres de polarisation et d’acquisition modifie la réponse du piège et par conséquent sa signature. Plus la durée de piégeage est grande, plus on détecte des constantes de temps plus longues.

2.2.7 Extraction des paramètres physiques (Signatures des pièges)

L’algorithme d’extraction de la signature des pièges a été implémenté sur l’interface de la figure 2.27. Sur cette interface nous faisons appel au fichier de mesure du courant de drain résultant en fonction de temps réalisé précédemment. La partie piégeage du transitoire ensuite est supprimée en utilisant l’interface présenté en figure 2.26. Le traitement du signal ne se fait que sur la partie dépiégeage lors de la libération des électrons.

L’analyse du comportement de courant de drain transitoire résultant du passage entre les deux niveaux d’équilibre permet par la suite d’extraire les signatures des pièges. Chaque transitoire $I_{ds}(t)$, est soumis à un algorithme d’extraction des exponentielles afin de trouver les constantes de temps des pièges. Il est important de savoir que les pièges ont des constantes de temps qui ne sont détectables que dans une plage temporelle précise et ceci pour une température donnée. En général, les niveaux profonds dans la bande interdite possèdent relativement des constantes de temps entre 1 ms et 100 s. L’extraction

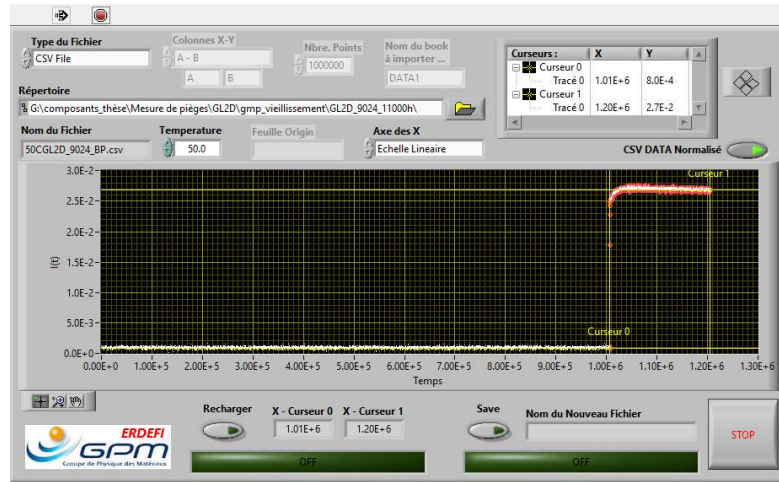


FIGURE 2.26 – Interface d'élimination de la partie piégeage.

des constantes de temps se fait grâce à l'algorithme de moindres carrés non-linéaires de Levenberg-Marquardt appliqué à la fonction suivante :

$$y = A_0 + \sum_i (A_i (1 - \exp(-B_i t))) \quad (2.3)$$

Cette équation a été implémentée sur l'interface de traitement du signal comme le montre la figure 2.27. Le nombre de défauts doit être indiqué pour ajuster ensuite l'équation 2.3 avec un nombre défini de composantes. L'équation de Levenberg-Marquardt propose dans un premier temps les valeurs des coefficients A_0 , A_i et B_i . Après avoir trouvé le bon ajustement de la courbe du courant de drain le programme injecte ces coefficients dans l'équation pour ensuite extraire les constantes de temps qui sont inversement proportionnelles à la valeur absolue de $1/B_i$.

$$\tau_i = \frac{1}{B_i} \quad (2.4)$$

Pour estimer les énergies d'activation ainsi que les sections de capture et d'émission, il est nécessaire d'appliquer la loi d'Arrhenius 1.17 présentée au chapitre I.

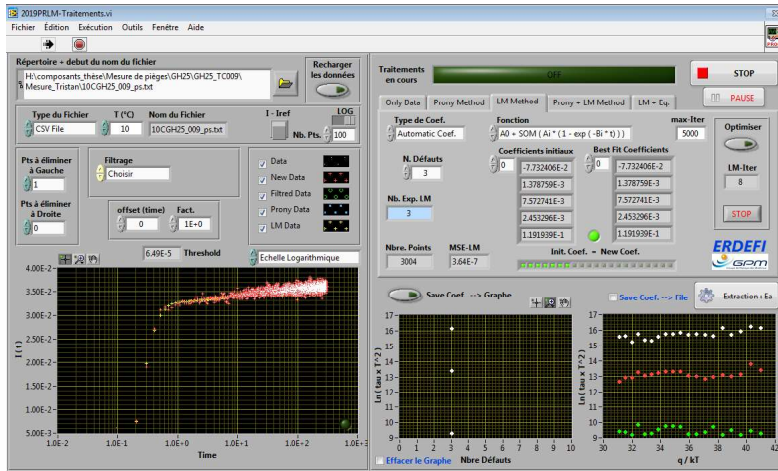


FIGURE 2.27 – Interface d'extraction de la signature des pièges.

2.2.7.1 Résultats d'extraction par le protocole des pièges du buffer

Deux composants neufs de la technologie GH25 nommés 038 et 039 ont été caractérisés en piège par la technique A-DCTS.

Trois pièges profonds ont été détectés sur ces deux composants (N° 38 et 39) par le protocole des pièges du buffer. La figure 2.28 et le tableau 2.28 présentent les signatures des pièges extraites : les énergies d'activation, les sections efficace de capture correspondantes, les gammes temporelles des constantes de temps ainsi que les gammes de température. Les énergies d'activation $E_{a381} = 0.27 \text{ eV}$ et $E_{a393} = 0.29 \text{ eV}$ avec des sections de capture de l'ordre de 10^{-21} cm^2 trouvées sur les deux composants GH25 N° 038 et 039 correspondent au même piège. Les constantes de temps de ce piège ont été extraites dans une gamme temporelle de 71 ms à 248 ms et une gamme de température allant de $65 \text{ }^\circ\text{C}$ et $35 \text{ }^\circ\text{C}$. Dans la référence [81], Gassoumi et al. ont trouvé une énergie d'activation de 0.29 eV avec une section de capture de $4.1 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$ sur un HEMT AlGaIn/GaN/SiC avec une fraction molaire d'aluminium de 22 % par la C-DLTS. Les constantes de temps de ce piège ont été extraites dans une gamme temporelle allant de 340 ms (à $-55 \text{ }^\circ\text{C}$) à 550 ms (à $-70 \text{ }^\circ\text{C}$). Le domaine temporel du piège trouvé par la technique A-DCTS ne correspond pas avec les données issues des travaux de Gassoumi [81]. Ces derniers ont supposé que ce piège se situe dans la région sous le canal bidimensionnel d'électron (2DEG).

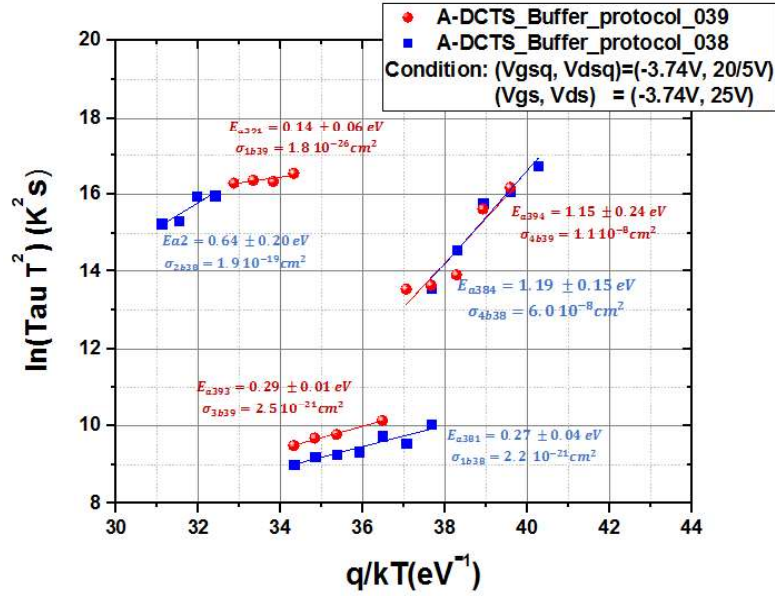


FIGURE 2.28 – Tracé d'Arrhenius des deux composants GH25 N° 038 et N° 039 neufs (protocole des pièges de buffer).

TABLEAU 2.5 – Récapitulatif des signatures extraites des deux composants GH25 N° 038 et 039 neufs (protocole des pièges de buffer).

GH25 N° 038	GH25 N° 039	Origine/Interprétation
$E_{a381} = 0.27 \pm 0.04 eV$ $\sigma_{1638} = 2.2 \cdot 10^{-21} cm^2$ 71 ms < --- > 242 ms 65 °C < --- > 35 °C	$E_{a393} = 0.29 \pm 0.01 eV$ $\sigma_{3639} = 2.5 \cdot 10^{-21} cm^2$ 115 ms < --- > 248 ms 65 °C < --- > 45 °C	Energie d'activation proche à 0.29 eV détecté par la C-DLTS [81] situé dans la région sous le canal bidimensionnel d'électron (2DEG) 340 ms (-55 °C) < --- > 550 ms (-70 °C)
$E_{a382} = 0.64 \pm 0.20 eV$ $\sigma_{2638} = 1.9 \cdot 10^{-19} cm^2$ 29 s < --- > 66 s 100 °C < --- > 85 °C	$E_{a391} = 0.14 \pm 0.06 eV$ $\sigma_{1639} = 1.8 \cdot 10^{-26} cm^2$ 94 s < --- > 132.84 s 80 °C < --- > 65 °C	- Piège de $E_a = 0.63 eV$ et $\sigma = 2.3 \cdot 10^{-19} cm^2$ extrait par la DCT [82] est associé aux accepteurs de carbone dans le buffer GaN - Piège de $E_a = 0.15 eV$ et $\sigma = 8.9 \cdot 10^{-19} cm^2$ observé par la DLTS [83] situé sous le canal bidimensionnel d'électron
$E_{a384} = 1.19 \pm 0.15 eV$ $\sigma_{4638} = 6.0 \cdot 10^{-8} cm^2$ 8 s < --- > 221 s 35 °C < --- > 15 °C	$E_{a394} = 1.15 \pm 0.24 eV$ $\sigma_{4639} = 1.1 \cdot 10^{-8} cm^2$ 7.68 s < --- > 122.18 s 40 °C < --- > 20 °C	- Défaut de $E_a = 1.1 eV$ et $\sigma = 3.9 \cdot 10^{-12} cm^2$ détecté par la DCT [5] sur un HEMT AlGaIn/GaN/SiC est associé aux dislocations dans le buffer GaN - Piège de $E_a = 1.118 eV$ et $\sigma = 1.4 \cdot 10^{-13} cm^2$ extrait dans un HEMT AlGaIn/GaN par DLTFs contribué à V_{GaON} [52]

Un autre piège plus profond d'énergie d'activation élevée $E_{a384} = 1.19 eV$ et $E_{a394} = 1.15 eV$ a été extrait sur les deux composants N° 038 et N° 039 respectivement dans la gamme temporelle allant de 7 s à 221 s et une gamme de température de 35 °C à 15 °C. Vis-à-vis des signatures extraites, il semblerait que les deux signatures détectées correspondent au même piège sur les deux composants. La section efficace de capture des pièges extraits par les différentes techniques de caractérisation de pièges citées dans la littérature sont entre $10^{-11} cm^2$ et $10^{-24} cm^2$. Néanmoins, la section efficace de capture des pièges E_{a384} et E_{a394} observés expérimentalement par la technique A-DCTS est de l'ordre de $10^{-8} cm^2$. Une question subsiste tout de même sur la précision des paramètres extraits de cette signature, puisque la valeur de la section de capture extraite expérimentalement

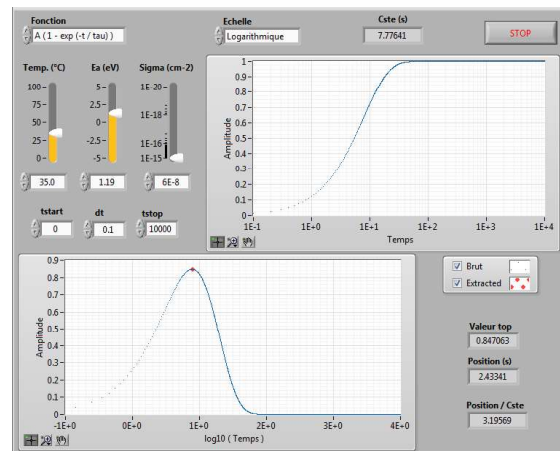


FIGURE 2.29 – Reproduction du courant $I(t)$ généré par un piège ayant une énergie d'activation E_a et une section efficace de capture σ .

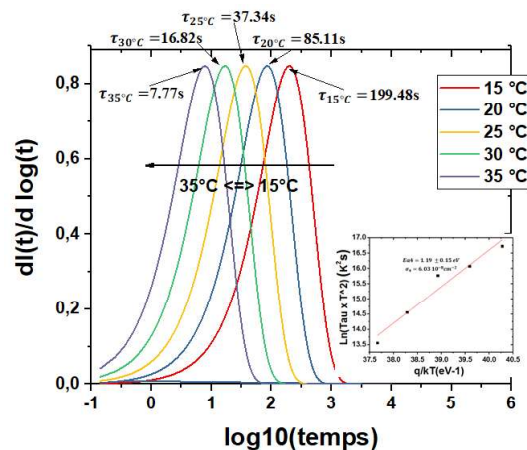


FIGURE 2.30 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps à différentes valeurs de températures afin de vérifier les paramètres du piège $E_{a,384}$.

est inhabituelle : de l'ordre de 10^{-8} cm^2 . Un premier élément de réponse serait de vérifier via un programme qui permet de reproduire, pour une température donnée, le signal transitoire généré par un piège ayant une énergie d'activation E_a et une section efficace de capture σ . Il permet aussi de déterminer les plages des constantes de temps pour les différentes valeurs de température (figure 2.29) pour un courant en transitoire de la forme : $A(1 - \exp(-t/\tau))$. Le balayage en température fait varier ce courant transitoire. En fait, en remplaçant la constante de temps τ (équation 1.16) par son expression dans l'équation 1.21 [1] décrite dans le premier chapitre [53] nous obtenons à la fin les transitoires du

piège avec différents maxima à différentes températures :

$$I_d = \sum a_i \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) + I_{d0} \quad (2.5)$$

avec I_{d0} est la valeur du courant quand les niveaux d'équilibre sont appliqués, a_i est l'amplitude du transitoire i , et τ_i est la constante de temps du piège lié à l'état i .

or

$$\tau_i = \frac{\exp\left(\frac{E_a}{k_B T_i}\right)}{\sigma_n \gamma_n T_i^2} \quad (2.6)$$

d'où

$$I_d = \sum a_i \exp\left(\frac{-t}{\frac{\exp\left(\frac{E_a}{k_B T_i}\right)}{\sigma_n \gamma_n T_i^2}}\right) + I_{d0} \quad (2.7)$$

Ceci signifie que pour chaque transitoire, on extrait un couple (τ_i, T_i) utilisé pour construire le diagramme d'Arrhenius. La figure 2.30 montre un exemple de la dérivé du courant I_d par rapport au temps qui varie en fonction de la température T_i .

Afin de vérifier les différents résultats expérimentaux, les signaux transitoires (la partie haute de l'interface figure 2.29) et leurs dérivés du signal $\frac{\partial I(t)}{\partial t} = f(\log_{10}(t))$ (la partie basse de l'interface figure 2.29) ont été reproduits. Les maxima des courbes $\frac{\partial I(t)}{\partial t}$ à chaque température permettent d'en extraire la constante de temps d'émission associée et sa variation en fonction de la température. En fait, en reprenant sur cette interface l'énergie d'activation $E_{a384} = 1.19 \text{ eV}$ et la section efficace de capture $6.0 \cdot 10^{-8} \text{ cm}^2$ trouvées expérimentalement dans une plage définie de température (de $15 \text{ }^\circ\text{C}$ à $35 \text{ }^\circ\text{C}$ dans notre cas), nous constatons que les constantes de temps extraites par le programme : 7.77 s à $35 \text{ }^\circ\text{C}$ sont proches de celles extraites expérimentalement : 8 s à $35 \text{ }^\circ\text{C}$. Les constantes de temps extraites par la simulation sont présentées avec les valeurs extraites expérimentalement dans le tableau 2.6.

TABLEAU 2.6 – Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par la technique ADCTS.

Température	τ_{038} simulée	τ_{038} expérimentale	τ_{039} simulée	τ_{039} expérimentale
$20 \text{ }^\circ\text{C}$	85.11 s	112.26 s	96.64 s	122.18 s
$35 \text{ }^\circ\text{C}$	7.77 s	8.16 s	9.53 s	8.78 s

Les comparaisons de résultats expérimentaux avec ceux obtenus en simulation présentés sur les courbes de la figure 2.30 démontrent un très bon accord. Cette simulation confirme la valeur trouvée de la section de capture (10^{-8} cm^2) associée à l'énergie d'activation élevée 1.19 eV.

Un défaut d'énergie d'activation 1.10 eV et section efficace de capture $3.9 \cdot 10^{-12} \text{ cm}^2$ a été détecté par la DCT dans l'étude de Bisi et al. [5] sur un HEMT AlGaIn/GaN/SiC. Ce piège correspond selon cette étude aux dislocations dans le buffer GaN. Dans une autre étude [52], Stuchlikova et al. ont observé par la DLTFs un piège d'énergie d'activation 1.118 eV et de section efficace de capture $1.4 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^2$ sur des HEMT AlGaIn/GaN. Selon cette étude, ce piège est dû à un complexe formé d'une lacune de Gallium avec un atome d'impureté d'oxygène déposé sur un proche site d'azote $V_{Ga}O_N$.

Deux pièges d'énergie d'activation $E_{a382} = 0.64 \text{ eV}$ avec une section efficace de capture de $1.9 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ et d'énergie d'activation $E_{a391} = 0.15 \text{ eV}$ avec une section efficace de capture mesurée à $1.8 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2$ ont été extraits sur les deux composants GH25 N° 038 et 039 respectivement. Ces deux pièges étaient spécifiques pour chaque composant.

Une énergie d'activation de 0.63 eV extraite par la DCT dans les travaux de Matteo et al. [6], proche de E_{a382} avec une section efficace de capture $2.3 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$, est associée à un piège localisé dans la couche buffer GaN. Matteo et al. [6] ont supposé que ce piège est dû aux défauts intrinsèques ou aux impuretés comme le carbone.

Un autre défaut d'énergie d'activation 0.63 eV et une section efficace de capture mesurée à $2.3 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ a été détectée par la DCT dans les travaux de Meneghini et al. [82] proche de notre signature E_{a382} avec une section de capture de l'ordre de 10^{-19} cm^2 caractérisée par la technique A-DCTS. Les auteurs dans ce cas, ont associé ce piège aux accepteurs de carbone dans le buffer GaN.

Dans la référence [83], les auteurs ont observé une énergie d'activation de 0.15 eV par la DLTS similaire à E_{a391} sur un HEMT AlGaIn/GaN/SiC avec une fraction molaire d'aluminium 24 %. Or la section efficace de capture ($8.9 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$) est différente. Chikhaoui et al. [83] ont supposé que ce piège se situe sous le canal bidimensionnel

d'électron.

A fin d'expliquer ces différences ainsi que la non-reproductibilité de certaines signatures de pièges, des caractérisations I-V pulsés ainsi que les caractérisations de diodes sur les deux composants neufs ont été menées. Le tableau 2.7 présente les principales différences des caractéristiques de diode entre les deux composants neufs de la technologie GH25.

TABLEAU 2.7 – Comparaison des paramètres des mesures pulsés ainsi que les caractéristiques de diodes.

	Drain-lag (%)	Coefficient d'idéalité n	Hauteur de barrière ϕ (eV)
GH25 N°038	-32.81	1.69	1.02
GH25 N°039	-30.15	1.74	1.00

En comparant ces paramètres, nous constatons que le taux du drain-lag, lié aux pièges du buffer, -32.81 % et -30.15 % dans les composants 038 et 039 respectivement, ainsi que le coefficient d'idéalité n des deux composants sont différents. Les différences et la non-reproductibilité de certaines signatures d'énergie d'activation (E_{a382} et E_{a391}) observées entre les deux composants de la même technologie seraient liées à ces différents paramètres.

2.2.7.2 Résultats d'extraction par le protocole des pièges de surface

TABLEAU 2.8 – Récapitulatif des signatures extraites des deux composants GH25 N° 038 et 039 neufs (protocole de surface).

GH25 N° 038	GH25 N° 039	Origine/Interprétation
$E_{a381} = 0.15 \pm 0.02$ eV $\sigma_{1a38} = 4.4 \cdot 10^{-26}$ cm ² 73 s < -- > 153 s 60 °C < -- > 30 °C	$E_{a393} = 0.15 \pm 0.03$ eV $\sigma_{3a39} = 4.0 \cdot 10^{-26}$ cm ² 153 s < -- > 202 s 25 °C < -- > 15 °C	Piège localisé dans la couche barrière AlGaIn observé par la DCT [84] d'énergie d'activation proche à 0.1 eV.
$E_{a383} = 0.46 \pm 0.06$ eV $\sigma_{3a38} = 1.1 \cdot 10^{-20}$ cm ² 1.89 s < -- > 7.87 s 100 °C < -- > 70 °C	$E_{a394} = 0.48 \pm 0.15$ eV $\sigma_{4a39} = 1.4 \cdot 10^{-21}$ cm ² 74 s < -- > 173 s 80 °C < -- > 65 °C	- L'énergie d'activation 0.44/0.49 eV est attribuée aux C/O/H [85] [86]. - Piège de $E_a = 0.42$ eV et $\sigma = 1.3 \cdot 10^{-19}$ cm ² du aux états d'interface détecté par la transformation de Fourier DLTS [83] dans un HEMT AlGaIn/GaN/SiC. - Piège situé dans la couche barrière AlGaIn de $E_a = 0.45$ eV trouvé par la DCT [84] dans un HEMT AlGaIn/GaN.
$E_{a384} = 0.69 \pm 0.13$ eV $\sigma_{4a38} = 6.3 \cdot 10^{-19}$ cm ² 37.26 s < -- > 155.73 s 100 °C < -- > 80 °C	$E_{a395} = 0.62 \pm 0.04$ eV $\sigma_{5a39} = 6.6 \cdot 10^{-19}$ cm ² 14 s < -- > 40 s 80 °C < -- > 65 °C	Piège d'énergie d'activation proche à 0.62 eV et une section efficace de capture de $8.7 \cdot 10^{-15}$ cm ² détectée par la DCT [5] sur un HEMT AlGaIn/GaN/SiC.

Le protocole des pièges de surface nous a permis d'extraire trois signatures sur chaque composant GH25 N° 038 et N°039 présentées sur la figure 2.31 et le tableau 2.8. Les deux énergies d'activation $E_{a384} = 0.69$ eV extraite sur le composant N° 038 et $E_{a395} = 0.62$ eV extraite sur le composant N°039 avec des sections de capture de l'ordre de 10^{-19} cm² correspondent au même piège sur les deux composants neufs. Ces deux signatures ont été extraites dans la même gamme de température (de 65 °C à 99 °C). Cependant, les constantes de temps ont été extraites dans deux gammes temporelles différentes : de

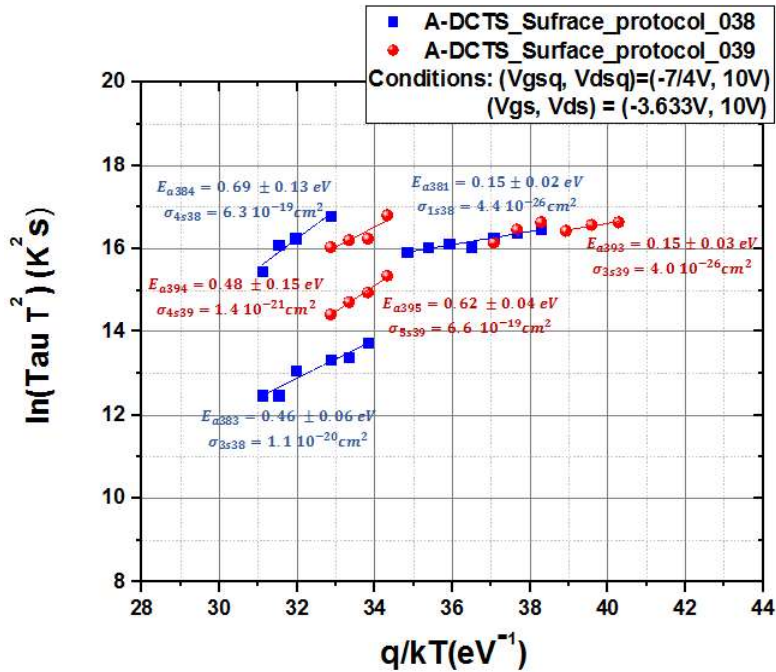


FIGURE 2.31 – Tracé d'Arrhenius des deux composants GH25 N° 038 et N° 039 neufs (protocole des pièges de surface).

37.26 s à 155.73 s pour le composant 038 et de 14 s à 40 s pour le composant 039. Ces deux signatures correspondent au même piège. Les paramètres de ce piège ont été vérifiés par notre programme de simulation. En reprenant l'énergie d'activation 0.69 eV et la section efficace de capture $6.3 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ à 79°C la constante de temps extraite par le programme (148.28 s) semble proche à celle trouvée expérimentalement 155.73 s. Les figures 2.32 et 2.33 présentent les différentes constantes de temps des piège E_{a384} et E_{a395} extraites par simulation. Ces simulations ont été menées aussi pour tous les défauts extraits expérimentalement.

Dans la référence [5], les auteurs ont trouvé par la DCT sur un HEMT AlGaIn/GaN/-SiC une énergie mesurée à 0.62 eV qui semble similaire à notre valeur expérimentale E_{a395} mais avec une section de capture mesurée à $8.7 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$.

Un autre défaut observé sur les deux composants GH25 N° 038 et N° 039 d'énergie d'activation $E_{a381} = E_{a391} = 0.15 \text{ eV}$. La valeur de la section efficace de capture de ce piège est de $4.4 \cdot 10^{-26} \text{ cm}^2$ pour le composant N° 038 et $4.0 \cdot 10^{-26} \text{ cm}^2$ pour le composant N° 039. Cependant, la gamme temporelle des constantes de temps ainsi que la gamme de

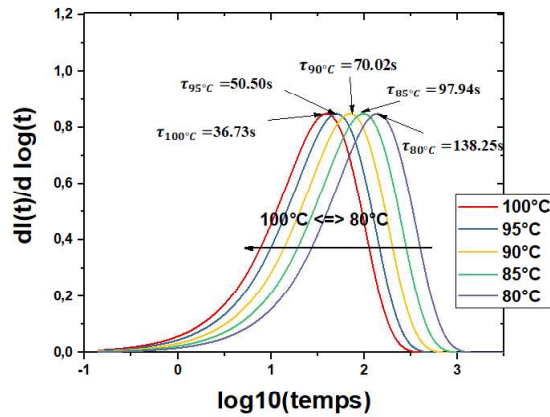


FIGURE 2.32 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a384} à différentes valeurs de températures pour vérifier les constantes de temps associées à E_{a384} .

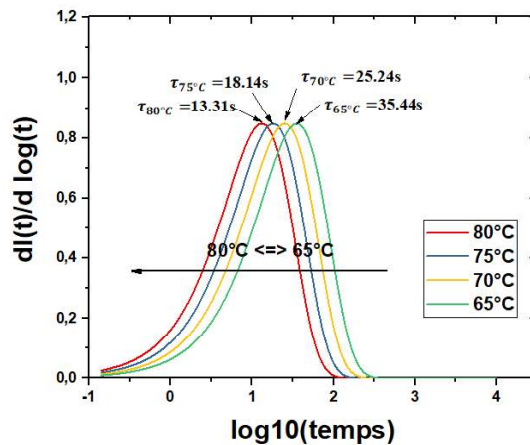


FIGURE 2.33 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a395} à différentes valeurs de températures pour vérifier les constantes de temps associées à E_{a395} .

température ne semblent pas être similaire en comparant les valeurs des deux composants. Zheng et al. [84] ont observé une énergie d'activation de 0.10 eV dans la couche barrière AlGaIn en utilisant la DCT. Cette énergie d'activation semble être similaire à notre valeur trouvée $E_{a381} = E_{a391} = 0.15 \text{ eV}$ par la technique A-DCTS. Dans cette étude [84] les auteurs n'ont pas présenté la section efficace de capture associée au piège détecté.

Nous remarquons que les valeurs expérimentales des deux énergies d'activation $E_{a383} = 0.46 \text{ eV}$ et $E_{a394} = 0.48 \text{ eV}$ sont proches. Or, leurs sections efficaces de capture sont différentes : $1.1 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ pour le composant 038 et $1.4 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ pour le composant 039. Les constantes de temps de E_{a383} ont été extraites dans une gamme temporelle de

1.89 s à 7.87 s et une gamme de température de 99 °C à 69 °C. Cependant, les constantes de temps de E_{a394} ont été observées dans une gamme temporelle de 74 s à 173 s et une gamme de température de 80 °C à 65 °C. Nous avons effectué des simulations pour vérifier les valeurs de ces deux pièges.

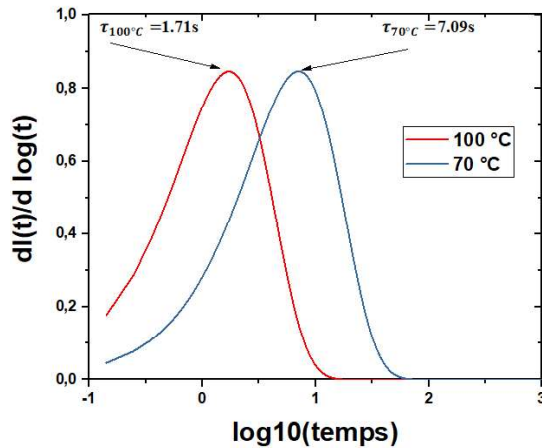


FIGURE 2.34 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a383} à différentes valeurs de températures.

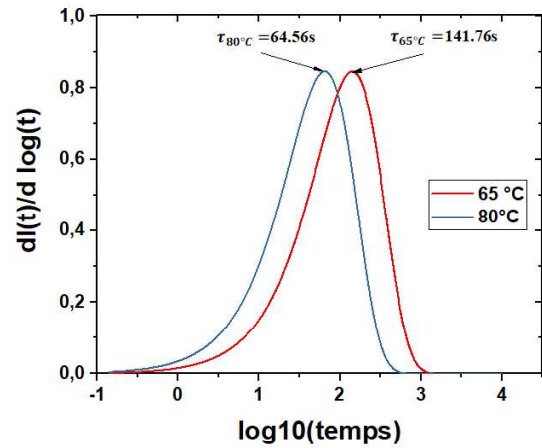


FIGURE 2.35 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a394} à différentes valeurs de températures.

En comparant les figures 2.34 et 2.35, on se rend compte que les constantes de temps 1.74 s et 7.09 extraites par la simulation à 100 °C et 70 °C respectivement de $E_{a383} = 0.46$ eV avec une section de capture de $1.0 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ sont en concordance avec les valeurs des constantes de temps expérimentales extraite par la technique ADCTS : 1.89 s extraite à 100 °C et 7.07 s à 70 °C. Ces comparaisons sont résumées dans les tableaux 2.9 et 2.10 des deux composants GH25 neufs N° 038 et 039.

TABLEAU 2.9 – Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par l'A-DCTS.

Température	τ_{038} simulée	τ_{038} expérimentale
70°C	1.71 s	1.89 s
35°C	7.09 s	7.07 s

TABLEAU 2.10 – Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par l'A-DCTS.

Température	τ_{039} simulée	τ_{039} expérimentale
80°C	64.56 s	74.00 s
35°C	141.76 s	173.00 s

Les comparaisons des résultats de mesures avec ceux obtenus en simulation démontrent un très bon accord.

En revanche, les deux énergies d'activation $E_{a383} = 0.46 \text{ eV}$ observées sur le composant N ° 038 et $E_{a394} = 0.48 \text{ eV}$ sur le composant N ° 039 présentées sur la figure 2.31 ne sont pas reproductibles.

Selon la littérature [85] [86], l'énergie d'activation 0.44/0.49 eV est attribuée aux impuretés C/O/H. Chikhaoui et al. ont observé les énergies d'activation 0.42 eV et 0.49 eV avec des sections de capture $1.3 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ et $2.4 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ respectivement sur des HEMT AlGaIn/GaN/SiC par une transformation de Fourier DLTS [83]. Ce piège est du aux états d'interfaces. Dans les travaux de ZHENG et ses collaborateurs [84], une énergie d'activation de 0.45 eV a été observée par la DCT dans un HEMT AlGaIn/GaN. Ils ont supposé que ce piège se situe au niveau de la couche barrière AlGaIn.

2.2.8 Analyse des signatures des pièges extraites par la technique A-DCTS avec les autres techniques

TABLEAU 2.11 – Récapitulatifs des différentes signatures des pièges extraites par C-DLTS et A-DCTS.

A-DCTS/protocole des pièges de surface	A-DCTS/protocole des pièges du buffer	C-DLTS
$E_{a381s} = 0.15 \pm 0.02 \text{ eV}$ $\sigma_{1s38} = 4.4 \cdot 10^{-26} \text{ cm}^2$ 73 s < --- > 153 s 60 °C < --- > 30 °C	- - - -	- - - -
- - - -	$E_{a381b} = 0.27 \pm 0.04 \text{ eV}$ $\sigma_{1b38} = 2.2 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ 71 ms < --- > 242 ms 100 °C < --- > 85 °C	$E_{304} = 0.25 \pm 0.007 \text{ eV}$ $\sigma_{304} = 6.6 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ 30 ms < - > 200 ms 29 °C < --- > -13 °C
$E_{a383s} = 0.46 \pm 0.06 \text{ eV}$ $\sigma_{3s38} = 1.1 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ 90 ms < --- > 180 ms 100 °C < --- > 70 °C	- - - -	$E_{301} = 0.42 \pm 0.005 \text{ eV}$ $\sigma_{301} = 8.4 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$ 9 ms < --- > 40 ms 41 °C < --- > 11 °C
- - - -	- - - -	$E_{302} = 0.47 \pm 0.006 \text{ eV}$ $\sigma_{302} = 6.4 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$ 4 ms < --- > 80 ms 50 °C < --- > 5 °C
- - -	- - - -	$E_{303} = 0.52 \pm 0.01 \text{ eV}$ $\sigma_{303} = 1.2 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$ 3 ms < - > 800 ms 46 °C < --- > -6 °C
$E_{a384} = 0.69 \pm 0.13 \text{ eV}$ $\sigma_{4s38} = 6.3 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ 37.26 s < --- > 155.73 s 100 °C < --- > 80 °C	- - - -	- - - -

Afin d'étudier et comparer la gamme temporelle des pièges détectés par les deux protocoles, développés au cours de cette thèse, de la technique A-DCTS avec d'autres

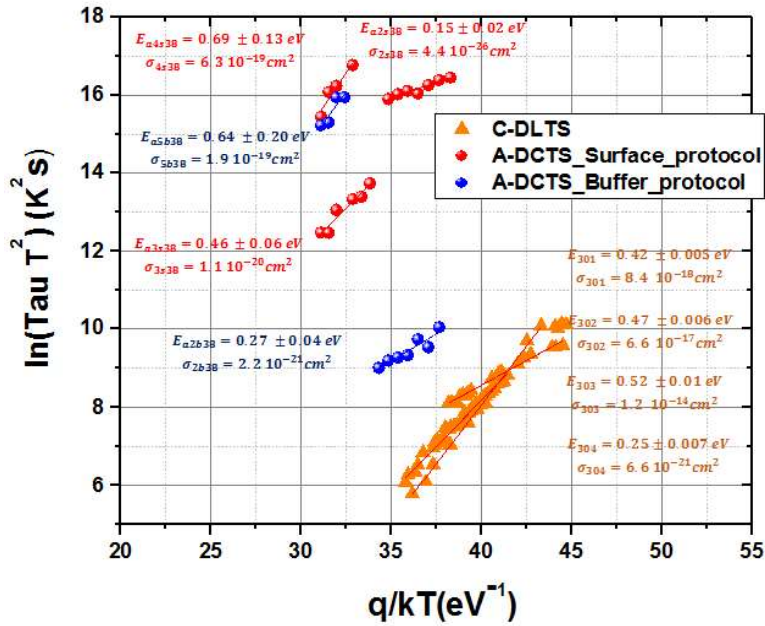


FIGURE 2.36 – Comparaison des tracés d'Arrhenius obtenus par la C-DLTS et A-DCTS.

méthodes, des caractérisations des pièges avec la C-DLTS ont été effectuées par Y. Lechaux au laboratoire GREYC à Caen.

Sur la figure 2.36, le diagramme d'Arrhenius est tracé pour des pièges mis en évidence. En analysant les signatures des pièges extraites par les deux techniques C-DLTS et A-DCTS, on remarque que l'ensemble des pièges mis en évidence lors de la mesure C-DLTS ont été extrait dans une gamme temporelle allant de 3 ms à 200 ms et une gamme de température allant de 260 K (-13 °C) à 324 K (50 °C). Dans une gamme temporelle plus large, entre 71 ms et 221 s, le protocole d'extraction des pièges du buffer de la technique A-DCTS nous a permis de détecter les signatures présentées sur le tableau 2.11. En comparant les signatures détectées par les deux méthodes de caractérisation de piège, C-DLTS et A-DCTS, on remarque que le piège d'énergies d'activation $E_{304} = 0.25 \pm 0.007$ eV avec une section de capture mesurée à $\sigma_{304} = 6.6 \cdot 10^{-21} cm^2$ est proche de notre piège d'énergie d'activation $E_{a381b} = 0.27 \pm 0.04$ eV et section de capture de $\sigma_{1b38} = 2.2 \cdot 10^{-21} cm^2$ détecté par la technique A-DCTS. Les gammes temporelles des constantes de temps des deux pièges (E_{304} et E_{a381b}) semblent proches : de 30 ms 200 ms à dans le cas de la C-DLTS et de 71 ms à 242 ms dans le cas de la technique A-DCTS. Cependant, les gammes de températures sont différentes.

CHAPITRE 2. BANC DE CARACTÉRISATION ATHERMIQUE DES PIÈGES

TABLEAU 2.12 – Récapitulatifs des signatures des pièges obtenues par les différentes techniques de caractérisations : C-DLTS, A-DCTS, DCT, LFN et paramètres S.

Technique	Activation energy	Cross section	time range	temperature range
C-DLTS	$0.25 \pm 0.007 \text{ eV}$	$6.6 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$	30 ms < - > 200 ms	$29 \text{ }^\circ\text{C} < - > -13 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.39 \pm 0.007 \text{ eV}$	$2.7 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$	10 ms < - > 300 ms	$35 \text{ }^\circ\text{C} < - > -13 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.42 \pm 0.005 \text{ eV}$	$8.4 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$	9 ms < - > 40 ms	$41 \text{ }^\circ\text{C} < - > 11 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.47 \pm 0.006 \text{ eV}$	$6.6 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$	4 ms < - > 80 ms	$50 \text{ }^\circ\text{C} < - > 5 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.52 \pm 0.01 \text{ eV}$	$1.2 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$	3 ms < - > 800 ms	$46 \text{ }^\circ\text{C} < - > 6 \text{ }^\circ\text{C}$
A-DCTS (protocole de surface)	$0.15 \pm 0.02 \text{ eV}$	$4.4 \cdot 10^{-26} \text{ cm}^2$	73 s < - > 153 s	$59 \text{ }^\circ\text{C} < - > 29 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.46 \pm 0.06 \text{ eV}$	$1.1 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$	1.89 s < - > 7.87 s	$99 \text{ }^\circ\text{C} < - > 69 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.69 \pm 0.13 \text{ eV}$	$6.3 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$	37.26 s < - > 155.73 s	$99 \text{ }^\circ\text{C} < - > 79 \text{ }^\circ\text{C}$
A-DCTS (protocole du buffer)	$0.27 \pm 0.04 \text{ eV}$	$2.2 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$	71 ms < - - > 242 ms	$65 \text{ }^\circ\text{C} < - - > 35 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.64 \pm 0.20 \text{ eV}$	$1.9 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$	29 s < - - > 66 s	$100 \text{ }^\circ\text{C} < - - > 85 \text{ }^\circ\text{C}$
	$1.19 \pm 0.15 \text{ eV}$	$6.0 \cdot 10^{-8} \text{ cm}^2$	8 s < - - > 221 s	$35 \text{ }^\circ\text{C} < - - > 15 \text{ }^\circ\text{C}$
DCT	$0.55 \pm 0.02 \text{ eV}$	$5.7 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	400 μs < - > 200 ms	$154 \text{ }^\circ\text{C} < - > -5 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.55 \pm 0.02 \text{ eV}$	$7.9 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	500 μs < - > 1 s	$186 \text{ }^\circ\text{C} < - > -13 \text{ }^\circ\text{C}$
LFN	$0.51 \pm 0.03 \text{ eV}$	$7.0 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$	1 μs < - > 2 ms	$142 \text{ }^\circ\text{C} < - > 43 \text{ }^\circ\text{C}$
	$0.56 \pm 0.06 \text{ eV}$	$2.6 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$	1 μs < - > 20 ms	$142 \text{ }^\circ\text{C} < - > 92 \text{ }^\circ\text{C}$
S-parameter	$0.40 \pm 0.01 \text{ eV}$	$2.6 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$	5 μs < - > 400 μs	$190 \text{ }^\circ\text{C} < - > 65 \text{ }^\circ\text{C}$

Les gammes temporelles des résultats obtenus par les deux techniques (A-DCTS et DLTS) ont été comparées avec celles des mesures de bruit basse fréquence, DCT et paramètres S menées sur des composants neufs de la technologie GH25. Le tableau 2.12 et la figure 2.37 présentent les signatures des pièges extraites par ces différentes techniques de caractérisation de piège.

En comparant la gamme temporelle des constantes de temps des pièges ainsi que la gamme de température de ces techniques, on constate que la DCT a détecté le piège d'énergie d'activation 0.55 eV dans une gamme temporelle allant de 400 μs à 1 s et une gamme de température de $-13 \text{ }^\circ\text{C}$ à $186 \text{ }^\circ\text{C}$. Deux pièges d'énergie d'activation de 0.51 eV et 0.56 eV avec des sections de capture mesurées à $7.0 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$ et $2.5 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$ respectivement ont été extraits dans une gamme temporelle allant de 1 μs (à $142 \text{ }^\circ\text{C}$) à 20 ms (à $92 \text{ }^\circ\text{C}$). La mesure des paramètres S a détecté une signature d'énergie d'activation 0.40 eV et section efficace de capture $2.5 \cdot 10^{-17} \text{ cm}^2$. Les constantes de temps de ce piège ont été extraites dans une gamme allant de 5 μs (à $190 \text{ }^\circ\text{C}$) à 400 μs (à $65 \text{ }^\circ\text{C}$).

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, la première partie est dédiée à l'identification et l'extraction des différents indicateurs des pièges de surface et buffer. Nous nous sommes intéressés aux caractérisations électriques des deux technologies GH25 et GL2D. Comme nous l'avons

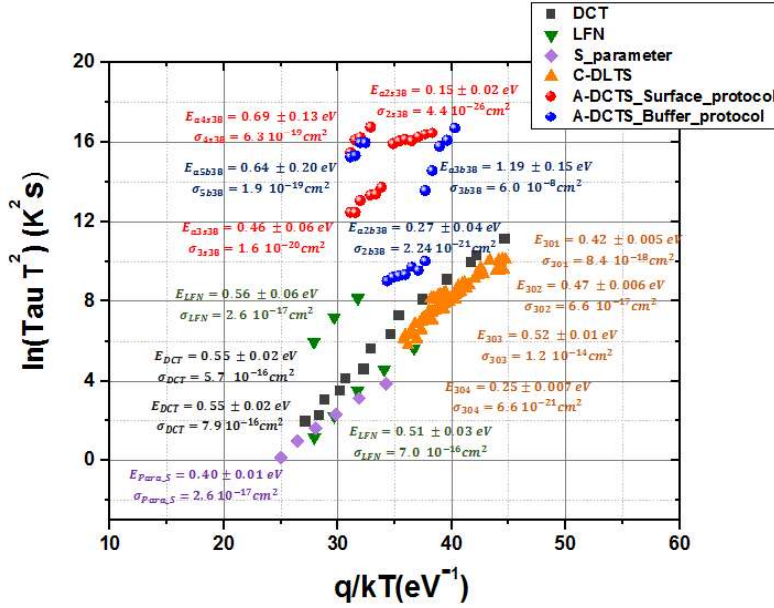


FIGURE 2.37 – Comparaison des tracés d'Arrhenius obtenus par la C-DLTS, A-DCTS, LFN, Paramètres S et DCT.

évoqué précédemment, nous avons utilisé les différentes techniques de caractérisation électrique disponible au GPM, d'une part des mesures électriques IV pulsées (caractéristique de sortie $I_{ds} - V_{ds}$, la caractéristique de transfert ainsi que la transconductance $I_{ds} - V_{gs}$ (G_m) à différents points de polarisation de repos, ceci nous a permis d'estimer quantitativement l'influence des pièges sur les caractéristiques statiques des HEMTs GaN. Ces mesures pulsées ont mis en évidence le fort et faible impact du gate-lag : -12.91 % et -1.35 % sur les composants GH25 et GL2D respectivement avec une diminution de I_{dss} de 4.73 A à 4.27 A et G_m de 1.5 S à 1.4 S sur les GH25. Cependant, le drain-lag caractérisé par le fait que le courant brusquement diminue lors d'un fort champ électrique, génère un décalage vers des valeurs positives des deux indicateurs des pièges du buffer G_m (de 1.40 S à 1.16 S) et V_{th} (de -3.62 V à -3.23 V). D'autre part le banc athermique de caractérisation de piège nous a permis d'extraire les paramètres physiques définissant ces pièges.

Les pièges au sein des deux composants neufs GH25 ont été détectés par les deux protocoles d'extraction des pièges de surface et buffer de la technique A-DCTS. Les signatures extraites expérimentalement ont été vérifiées via un programme permettant de reproduire le signal transitoire généré par un piège ayant une énergie d'activation et une section

CHAPITRE 2. BANC DE CARACTÉRISATION ATHERMIQUE DES PIÈGES

efficace de capture pour une température donnée. La gamme temporelle des constantes de temps des pièges détectés par la technique A-DCTS a été comparée avec les techniques de caractérisation de pièges les plus connues. Cette comparaison nous a permis de recouper la gamme temporelle des pièges extraits par la technique A-DCTS : 73 ms-221 s.

Chapitre 3

Analyse électrique et physique des composants GH25 et GL2D vieilliss

La fiabilité des composants, liée aux phénomènes de piégeage, est considérée comme un des points critiques dans la physique des composants. De nombreuses techniques existent afin d'accélérer le vieillissement des composants pour prévoir leurs temps moyen de bon fonctionnement MTTF. Le vieillissement des composants HEMT GaN peut générer des dégradations au sein de leurs structures. Cette dégradation se traduit par un changement d'état des pièges qui dégrade les caractéristiques électriques du semi-conducteur. Nous proposons donc d'utiliser la technique ADCTS, développée précédemment, pour détecter les pièges comme témoin de la dégradation des composants. Avant vieillissement, les caractéristiques initiales globales DC, RF ainsi que les caractérisations des pièges des composants d'étude sont définis.

La première partie de ce chapitre décrit brièvement les techniques de vieillissement couramment utilisées pour l'analyse de la fiabilité des dispositifs GaN RF. Ensuite, dans la deuxième partie nous présentons les protocoles du vieillissement réalisés grâce au banc Pulsed-RF-HTOL au GPM des composants GH25 sous des conditions de fonctionnement standards de type RADAR. Afin de connaître les tensions/courants maximums générant de fortes évolution de paramètres électriques ainsi que déterminer la "safe operating area", un nouveau banc "step stress" a été développé. Ce banc, permet de faire vieillir les composants sur une courte durée.

3.1 Synthèse des différents types de vieillissement

Plusieurs techniques de vieillissement conventionnelles ont été développées pour étudier la fiabilité des composants HEMTs AlGa_N/Ga_N. Ces techniques de vieillissement sont utilisées pour mettre en évidence les mécanismes de dégradation sous des contraintes en puissance, tension, courant et température spécifiques. Ces conditions peuvent accélérer les dégradations à différentes zones et couches de la structure du HEMT Ga_N ainsi que réduire la durée de vie. Les tests de vieillissement peuvent être séparés en deux catégories ceux avec un paramètre d'accélération (tension, courant, puissance,...) fixe et ceux avec un paramètre d'accélération qui évolue avec le temps. Les tests au cours desquels un paramètre d'accélération fixe sont généralement utilisés afin de déterminer la durée de vie des composants. A titre d'exemple les tests DC [87], la contrainte en température (en stockage sans polarisation)[88] et Pulsed-RF-HTOL [89]. Les tests DC permettent d'approcher des conditions d'utilisation classiques en plaçant le composant au point de repos. Le test DC-HTOL [90], incluant l'aspect température, est très utilisé par les fabricants afin de fournir au client une estimation du MTTF. Les tests au cours desquels le paramètre d'accélération est augmenté au bout d'une certaine durée sont qualifiés de step stress [91][92][93]. Ces tests sont utilisés pour déterminer l'aire de sécurité de fonctionnement des composants.

3.1.1 Vieillissement accéléré sous stockage thermique

Ce type de vieillissement est utilisé afin de quantifier l'impact de la température de celle générée par la contrainte électrique DC [88]. Les mécanismes de défaillance de la stabilité des métallisations des contacts ohmiques et Schottky sont identifiés par le mode de vieillissement accéléré sous stockage thermique. Dans ce cas de figure, la température utilisée est relativement élevée pour accélérer le vieillissement pour une période supérieure à 100h.

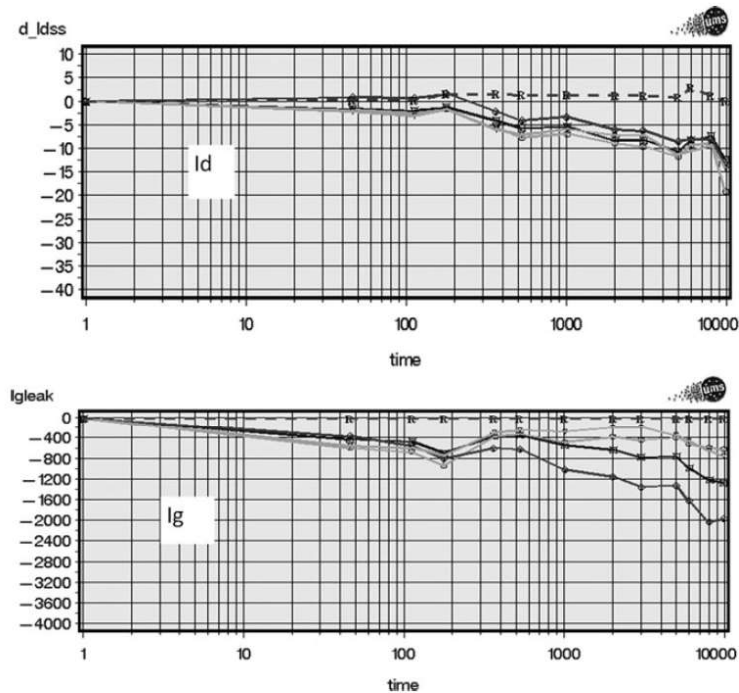


FIGURE 3.1 – Dégradation des courants I_{dss} et I_{gleak} après un vieillissement HTRB effectué à $V_{ds} = 30 V$ - $T_c=175$ °C appliqué sur un composant GH25 [88]

3.1.2 Vieillissement accéléré sous polarisation inverse à haute température (HTRB)

La polarisation de la grille en inverse est particulièrement utile pour mettre en évidence les effets piezoélectriques au sein des composants HEMT GaN. Afin d'évaluer la stabilité du contact Schottky sous fort champ électrique le mode de vieillissement HTRB est aussi utilisé. Ce test consiste à appliquer à la fois des contraintes électriques et thermiques sur le composant de test. La température de jonction est imposée à 160 °C pour la qualification des équipements de certaines applications comme le spatial. La grille du composant est fortement polarisée en inverse (V_{gs} inférieure à la tension de pincement V_p), avec une tension drain-source V_{ds} très élevée, en général 2 fois celle du point de repos nominal V_{d0} . En appliquant ces conditions de polarisation (appelé aussi mode à l'état OFF), les porteurs de charge du gaz bidimensionnel d'électrons ne circule pas dans le canal. La durée de ce type de vieillissement a été fixée à 10 000 h pour un composant GH25. Les auteurs [88] présentent sur la figure 3.1 la dégradation de I_{dss} et I_{gleak} en fonction du temps du composant GH25 après 100 h de vieillissement suite à un test

HTRB à 30 V avec un $V_{gs} = -7$ V sous une température de 175 °C.

3.1.3 Vieillessement par court-circuit

Des tests expérimentaux de vieillissement par court-circuit ont été étudiés [94]. Pour ce type de stress, Abbate et al. [95] ont court-circuité la grille d'un composant HFET AlGa_N/Ga_N de type normally-off pendant 10 μ s en augmentant la polarisation du drain V_{ds} . Sur la figure 3.2, on présente la variation du courant I_{ds} en fonction de la polarisation de grille et la polarisation du drain. L'étude a été faite à plusieurs points de polarisation de drain et de grille. Les auteurs ont montré que, en court-circuitant la grille (en fixant V_{gs} à 4 V), il semble que le composant a un comportement stable jusqu'à 50 V. L'instabilité du courant I_{ds} apparaît à partir de 75 V et 100 V. Ces conditions critiques ont généré clairement une réduction du courant de drain.

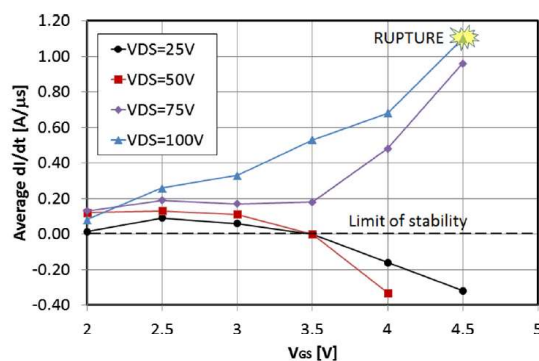


FIGURE 3.2 – Dépendance de la variation du courant en fonction de la tension grille et de la tension drain d'un composant HFET [95].

3.1.4 Vieillessement des composants GaN en Radiofréquence

Ce type de test vise à placer les composants HEMT Ga_N dans des conditions aussi proche du fonctionnement réelle en superposant les deux types de fonctionnements RF-HTOL. Cette technique de vieillissement se base sur des excitations radiofréquences en mode continu, pour des applications de chauffage par induction, ou pulsé pour le fonctionnement RADAR. H. Maanane [89] a réalisé les premiers tests de vieillissement accéléré en radiofréquences à l'Université de Rouen Normandie nommés Pulsed-RF-HTOL afin de mener des tests de fiabilité des transistors LD-MOSFET. En se basant sur ces

travaux, Fonder [96] a utilisé ce banc de vieillissement pour les composants GaN HEMT. Ce banc permet des vieillissement dans les gammes de fréquences allant de la bande L (1 GHz à 2 GHz) à la bande S (2 GHz à 4 GHz). Ce type de vieillissement afin d'être plus fidèle à l'application RADAR.

3.1.5 Step stress

Ce type de vieillissement induit de fortes évolutions de paramètres électriques (Safe Operating Area ou SOA). Un protocole expérimental a été développé par Joh et del Alamo et al. [97] afin d'investiguer la fiabilité à haute fréquence des HEMTs GaN. Le protocole consiste à appliquer un stress DC suivi d'un stress RF en augmentant la puissance d'entrée. Le point de repos a été fixé à $V_{ds} = 28 V$ et $I_{ds} = 100 mA/mm$. Les résultats présentés sur les figures 3.3 et 3.4 montrent que les paramètres suivis lors du vieillissement (R_s , R_d , I_{dmax} et G_m) restent stables. Cependant, le stress RF induit une dégradation remarquable des différents paramètres suivis. Ils ont suggéré que cette dégradation est due à la création de nouveaux pièges dans la structure du HEMT GaN. Ces résultats impliquent que le stress DC induit des dégradations moins sévères comparé au stress RF.

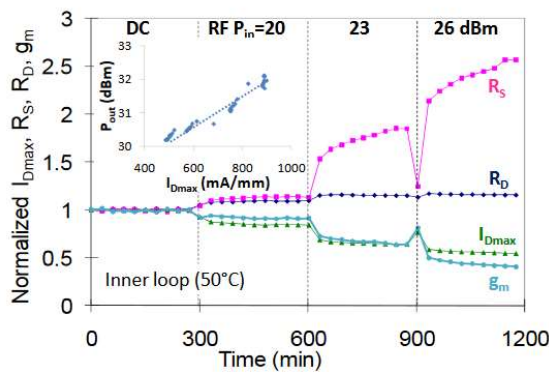


FIGURE 3.3 – Évolution des marqueurs statiques durant les étapes de stress DC et RF [97]

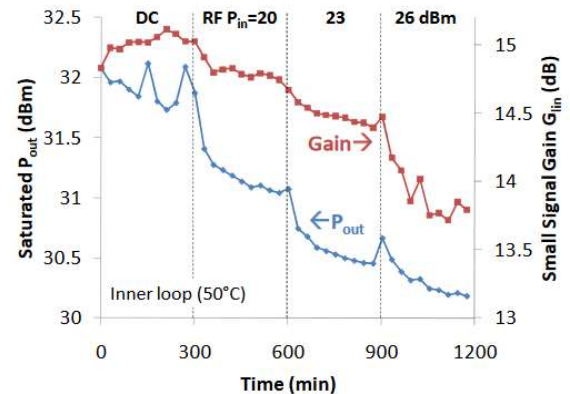


FIGURE 3.4 – Évolution des marqueurs dynamiques durant les étapes de stress DC et RF [97]

3.2 Vieillissement des composants en mode opérationnel RADAR

Nous avons bénéficié des composants UMS vieillis dans le cadre d'un projet nommé PISTIS financé par la DGA. La base d'essais de longues durées (12000 h) nous a permis

d'étudier l'évolution des pièges à long terme et leurs impacts sur les performances des transistors. Dans cette optique les essais de vieillissement ont été réalisés grâce au banc Pulsed -RF-HTOL.

Les composants GH25 ont été vieillis à une température d'embase de $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ grâce à des réchauffeurs pour fixer la température de semelle de chaque amplificateur. La température de jonction dans ce cas de figure est de $208\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La table 3.1 présente les deux protocoles de vieillissement distincts appliqués sur la technologie GH25 .

TABLEAU 3.1 – Conditions du vieillissement des transistors de la technologie GH25 [22]

	Technologie	Référence	Conditions de test
Protocole 1	GH25	001-006	CW ; 6 dBc ; f=3 GHz $V_{ds0} = 30\text{ V}$; $I_{dq} = 6\text{ mA}$ $T_b = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$; $T_j = 208\text{ }^{\circ}\text{C}$
Protocole 2	GH25	009-010	DC=80 % ; 6 dBc ; f=3GHz $V_{ds0} = 30\text{ V}$; $I_{dq} = 6\text{ mA}$ $T_b = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$; $T_j = 208\text{ }^{\circ}\text{C}$

3.3 Résultats des tests de vieillissement et discussion

3.3.1 Caractérisations générales des composants

Pour quantifier de manière classique l'impact du vieillissement sur les composants, des caractérisations I-V pulsées, caractérisations des diodes et RF ont été réalisées avant et après vieillissement, pour surveiller l'évolution des indicateurs des pièges. Toutes ces caractérisations ont été faites à une température de $50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Comme nous l'avons mentionné au cours du second chapitre, les caractérisations pulsées permettent de s'affranchir en grande partie des problèmes d'autoéchauffement du transistor. D'autre part, ce type de caractérisation permet de conserver un état de pièges constant grâce à la rapidité des impulsions appliquées sur la grille et le drain du composant. Nous avons choisi trois points de polarisation de repos pour le relevé des réseaux IV : $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0\text{ V}, 0\text{ V})$, $(-7\text{ V}, 0\text{ V})$ et $(-7\text{ V}, 30\text{ V})$. Par esprit de synthèse, seuls les paramètres pertinents extraits des réseaux seront présentés.

3.3.1.1 Historique des deux composants GH25 vieillis

Les composants GH25 N° 001 et N° 006 ont été vieillis pendant 2000 h de vieillissement selon les conditions du protocole 1. Trois tests ont été réalisés sur ces deux composants vieillis :

-Test 1 : le composant N° 001 a été vieilli pendant 1000 h et relaxé pendant 2000 h sans décapsulation de la puce en la mettant à température ambiante et sans polarisation. Ensuite, nous avons remis ce même composant sur le banc du vieillissement afin d'atteindre 2000 h de vieillissement.

-Test 2 : le composant N° 006 a subi un vieillissement de manière continue sans arrêt, jusqu'à atteindre 2000 h de vieillissement.

-Test 3 : après 2000 h de vieillissement ces deux composants ont été décapsulés et relaxés pendant 2920 h en exposant les deux puces à la lumière de la salle de manipulation. Nous supposons que cette relaxation peut générer une libération des électrons accumulés pendant le vieillissement RF.

3.3.1.2 Caractéristique courant-tension (I-V)

Des caractérisations I-V pulsées et caractérisations des pièges utilisant la technique A-DCTS ont été effectuées avant et après relaxation des composants dans les mêmes conditions de mesures. Nous avons surveillé l'évolution des paramètres suivants : gate-lag, drain-lag, V_{th} , la transconductance G_m ainsi que la résistance à l'état ON R_{ON} . Ces caractérisations montrent que le comportement électrique des deux composants évolue même après vieillissement.

Électriquement, l'analyse des courbes des deux figures 3.5 et 3.6 montre que le vieillissement a induit une légère augmentation du courant de saturation de drain I_{ds} pour le point de polarisation de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V)$ (courbe bleue) après vieillissement.

Ce paramètre a continué à augmenter après relaxation des composants. Cependant pour les points de polarisation de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V)$ et $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 30 V)$ les caractérisations du gate-lag (courbe rouge) et drain-lag (courbe rose), nous avons observé une diminution de I_{ds} après vieillissement.

Les deux composants N° 001 et N° 006 ont été décapsulés et exposé à la lumière pendant 2920 h. Après cette période de relaxation des composants, on remarque que le courant I_{ds} (courbes rouge et rose) tend à revenir à l'état initial avant le vieillissement.

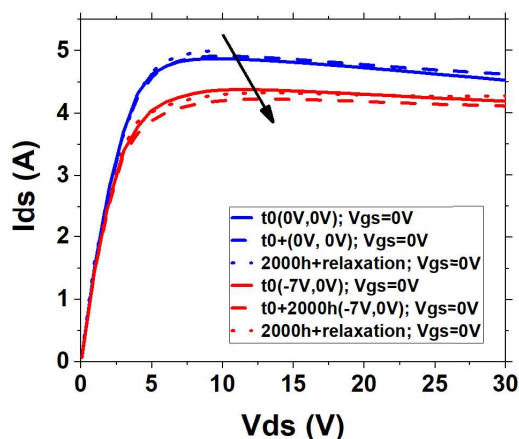


FIGURE 3.5 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant N°C001.

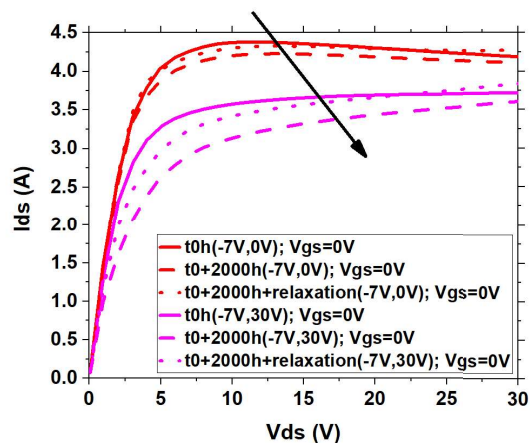


FIGURE 3.6 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$ sur le composant N°001.

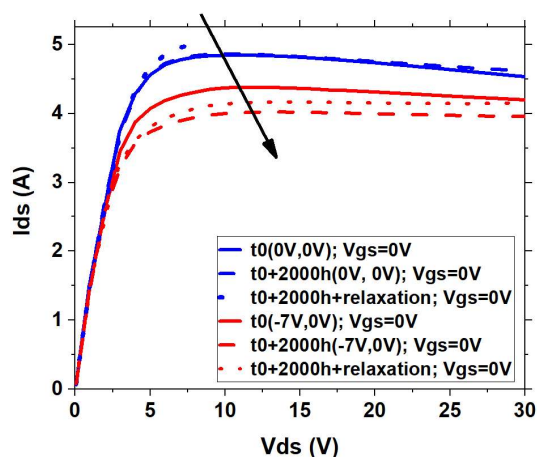


FIGURE 3.7 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ sur le composant 006

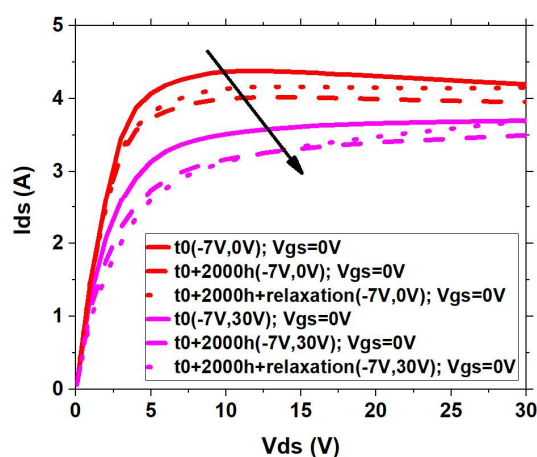


FIGURE 3.8 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$ sur le composant N°006

Les figures 3.9 et 3.10 montrent une évolution typique des courbes $I_{ds} - V_{gs}$ des deux composants N° 001 et N° 006 avant, après 2000 h de vieillissement et après relaxation. En analysant ces courbes, on constate que les 2000 h de vieillissement ont induit un shift négatif de V_{th} qui diminue de -3.55 V à -4.02 V et de -3.55 V à -4.81 V pour les composants N° 001 et N° 006 respectivement. Nous supposons que ce shift est dû aux phénomènes de piégeage des électrons au niveau de la grille [98] [99] dans la couche barrière AlGaN. Ceci indique que le défaut est localisé à la surface du composant.

Après avoir ouvert et exposé les deux composants à la lumière, le shift de V_{th} a augmenté encore pour passer de -4.02 V à -4.82 V pour le composant N° 001 et de -3.81 V à -4.12 V pour le composant 006. Nous avons supposé que ce shift de V_{th} dans ce cas de figure provient de la libération des électrons accumulés pendant le vieillissement RF à la surface et/ou dans le buffer GaN.

Pour confirmer le fait que la lumière de la salle de manipulation a favorisé le dépiégeage des électrons pendant la période de relaxation et le fait que l'énorme shift du V_{th} n'a été observé que sur des composants décapsulés, à 1000 h de vieillissement le composant N° 001 a été relaxé pendant 2000 h (sans décapsulation et sans polarisation appliquée à l'obscurité à température ambiante). Un léger shift de V_{th} (de -3.65 V à -3.85 V) vers les valeurs négatives a été observé. Ceci confirme bien l'impact de la lumière sur l'évolution de V_{th} . Les tableaux 3.2 et 3.3 résument l'évolution des différents indicateurs de pièges des deux composants de test.

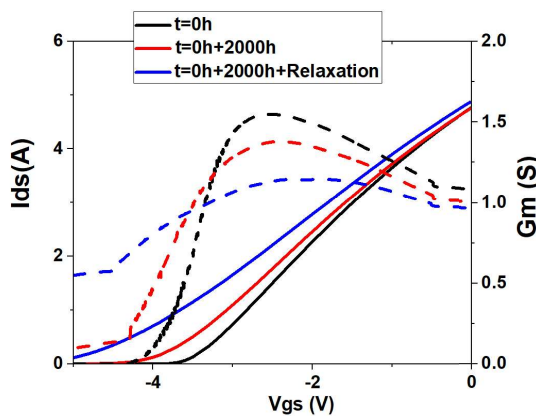


FIGURE 3.9 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N°001.

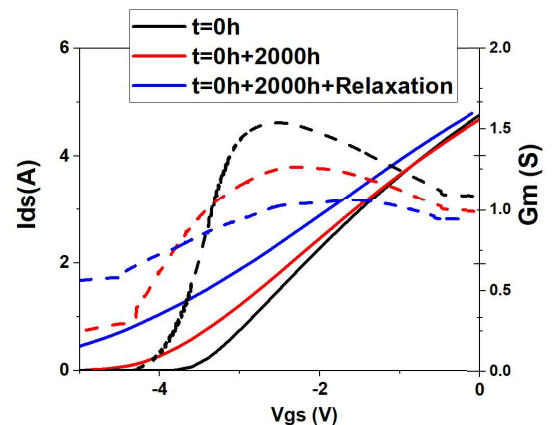


FIGURE 3.10 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N° 006.

CHAPITRE 3. ANALYSE ÉLECTRIQUE ET PHYSIQUE DES COMPOSANTS GH25 ET GL2D VIEILLIS

TABLEAU 3.2 – Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant N°001.

Paramètres	V_{th} (V)	G_m (S)	R_{ON} (Ω)
t_0	-3.55	1.54	3.79
$t_0 + 2000h$	-4.02	1.37	3.92
$t_0 + 2000h + \text{relaxation}$	-4.82	1.14	4.49

TABLEAU 3.3 – Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 006.

Paramètres	V_{th} (V)	G_m (S)	R_{ON} (Ω)
t_0	-3.55	1.54	3.83
$t_0 + 1000h$	-3.65	1.45	4.09
$t_0 + 1000h + \text{relaxation}$	-3.85	1.38	3.89
$t_0 + 2000h$	-4.12	1.24	3.95
$t_0 + 2000h + \text{relaxation}$	-4.82	1.01	3.87

De la même manière qu’au second chapitre, les caractérisations de diode sont réalisées avant et après vieillissement des deux composants N° 001 et N° 006. Les paramètres thermoïoniques des jonctions sont extraits afin d’analyser leur évolution. Le composant N° 001 ne présente pas de variation importante de hauteur de barrière ϕ_b et de coefficient d’idéalité n . Cependant, la hauteur de barrière du 006 a tendance à diminuer tandis que son facteur d’idéalité ne présente pas de variation importante après 2000 h de vieillissement. Les deux tableaux 3.4 et 3.5 résument les résultats obtenus.

TABLEAU 3.4 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant N° 001.

Paramètres	ϕ_b (eV)	n
t_0	0.99	1.40
$t_0 + 2000h$	0.93	1.42

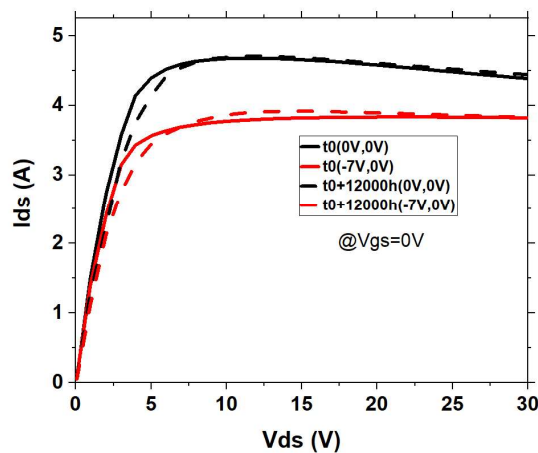


FIGURE 3.11 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 0 \text{ V})$ sur le composant N° 009.

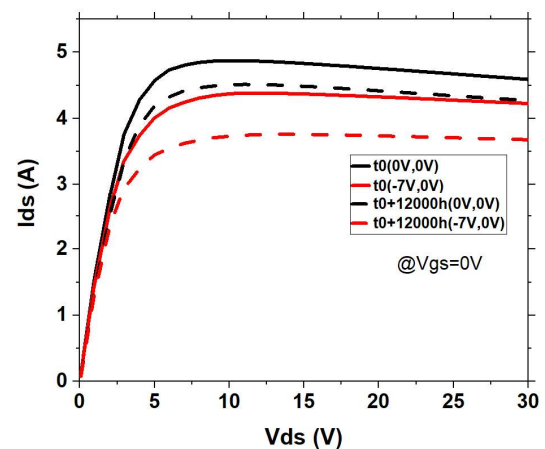


FIGURE 3.12 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 0 \text{ V})$ sur le composant N° 010.

TABEAU 3.5 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant 006.

Paramètres	ϕ_n (eV)	n
t_0	0.99	1.60
$t_0 + 1000h$	0.91	1.55
$t_0 + 1000h + relax$	0.94	1.46
$t_0 + 2000h$	0.86	1.61

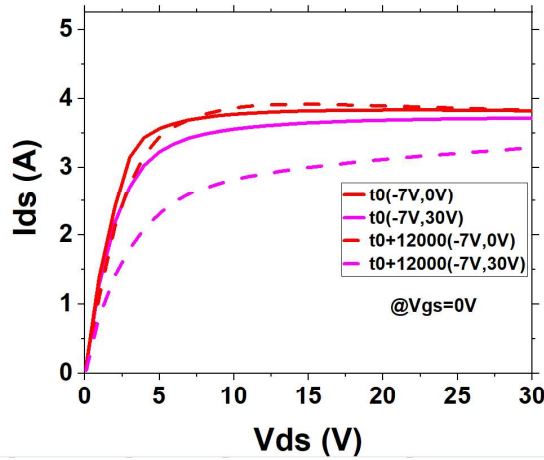


FIGURE 3.13 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 30 \text{ V})$ sur le composant N° 009.

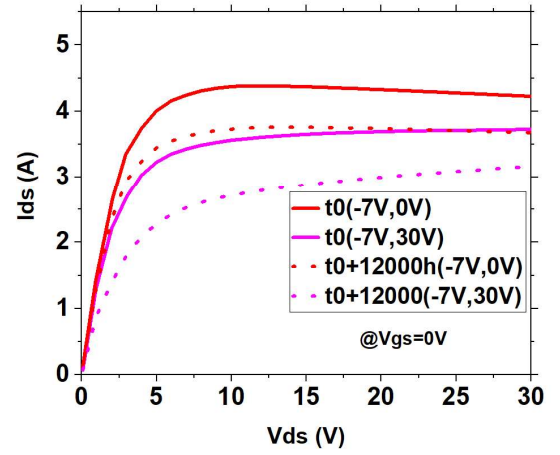


FIGURE 3.14 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 30 \text{ V})$ sur le composant N° 010.

Les deux composants N° 009 et N° 010 de 12000 h de vieillissement en mode RADAR opérationnel ont été étudiés.

Les courbes de la figure 3.11 du composant N° 009 à $(0 \text{ V}, 0 \text{ V})$ ne présentent pas de variation importante de I_{ds} . Le taux de gate-lag (indicateur des pièges de surface) ne semble pas affecté après 12000h de vieillissement. Cependant, le taux de drain-lag augmente de -5.89% à -37.72% . Ceci implique que les conditions du protocole 2 ont généré des pièges dans le buffer GaN. Le courant du drain I_{ds} du composant N° 010 pour le point de polarisation de repos $(0 \text{ V}, 0 \text{ V})$ diminue après vieillissement. Le tableau 3.6 présente les taux de gate-lag et drain-lag qui évoluent après vieillissement. Les courbes $I_{ds} - V_{ds}$ montre une augmentation de R_{ON} pour les deux composants N° 009 et 010 de 12000 h de vieillissement en mode RADAR opérationnel .

Les figures 3.15 et 3.16 montrent que le V_{th} semble affecté dans le cas du composant N° 009. Ce décalage de V_{th} vers les valeurs négatives implique la génération des pièges

CHAPITRE 3. ANALYSE ÉLECTRIQUE ET PHYSIQUE DES COMPOSANTS GH25 ET GL2D VIEILLIS

TABLEAU 3.6 – Résumé des évolutions GL(%) et DL(%) .

Paramètres	GL %	DL %
t_0	-11.67	-23.09
$t_0 + 12000h$	-20.64	-37.13

de surface sous la grille [100]. Le V_{th} du composant N° 010 ne présente pas de décalage. Nous notons aussi une diminution de I_{dss} dans le cas du composant N° 010.

Ces courbes témoignent donc de la génération des pièges de surface et des pièges du buffer dans les composants de 12000h de vieillissement.

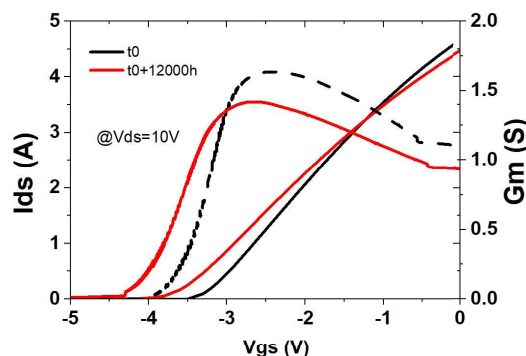


FIGURE 3.15 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N° 009.

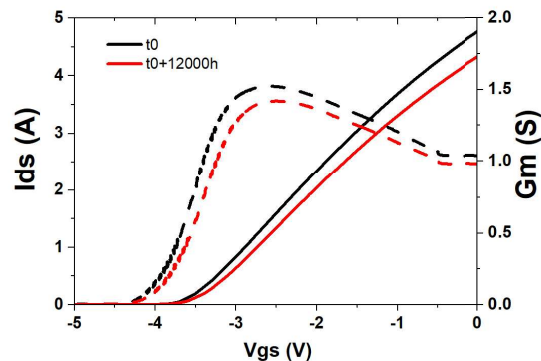


FIGURE 3.16 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant N° 010.

TABLEAU 3.7 – Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 010.

	Paramètres	V_{th} (v)	G_m (S)	R_{ON} (Ω)
GH25 N°009	t_0	-3.34	1.63	3.92
	$t_0 + 12000h$	-3.69	1.41	4.79
GH25 N°010	t_0	-3.62	1.52	3.61
	$t_0 + 12000h$	-3.52	1.42	4.25

L'évolution des paramètres thermoïoniques pour les deux composants de 12000 h de vieillissement sont synthétisées dans le tableau 3.8. Ces paramètres ne présentent quasiment pas de variation du facteur d'idéalité et la hauteur de barrière après vieillissement.

TABLEAU 3.8 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant GH25 N°009.

	Paramètres	ϕ_b (eV)	n
GH25 N°009	t_0	0.99	1.72
	$t_0 + 12000h$	1.03	1.56
GH25 N°010	t_0	0.98	1.76
	$t_0 + 12000h$	1.09	1.53

3.3.1.3 Caractérisation des pièges par la technique A-DCTS

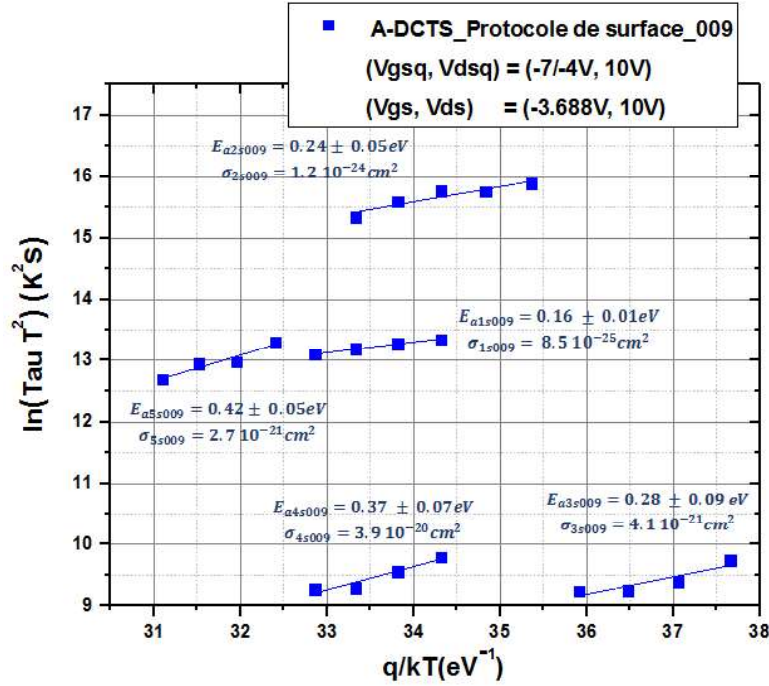


FIGURE 3.17 – Tracé d'Arrhenius du composant GH25 N°009 (protocole des pièges de surface).

Après 12000 h de vieillissement, les deux composants N° 009 et 010 ont été caractérisés en pièges par la technique A-DCTS. Pour conserver la même quantité de courant qui passe dans le canal bidimensionnel d'électron (20 mA à 50 °C pendant la phase du piégeage) du composant N° 038 témoin et N° 009, dans les deux cas, à l'état neuf et après 12000 h de vieillissement, les niveaux d'équilibres V_{gsq} et V_{dsq} ont été conservés alors que les niveaux d'équilibre où la mesure est faite, ont été changés. Le protocole des pièges de surface utilisé, pour le composant N° 009, se situe dans la zone de saturation $V_{ds} = 10 V$. Dans ce cas de figure, le canal était semi-pincé avec un $V_{gs} = -3.688 V$. La figure 3.17 et le tableau 3.9 présentent les signatures des pièges extraites ainsi que leurs gamme temporelle et de température.

Nous avons conservé la même quantité de courant (20 mA) qui passe dans le canal du composant N° 010. Pour cela, nous avons appliqué les niveaux d'équilibres suivants (V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7/ -4 V, 10 V) et (V_{gs}, V_{ds}) = (-3.600 V, 10 V).

CHAPITRE 3. ANALYSE ÉLECTRIQUE ET PHYSIQUE DES COMPOSANTS GH25 ET GL2D VIEILLIS

TABLEAU 3.9 – Récapitulatif des signatures extraites des composant GH25 N°009 et N°010 vieillis (protocole de surface).

GH25 N°009	GH25 N°010
$E_{a1s009} = 0.16 \pm 0.01 \text{ eV}$ $\sigma_{1s009} = 8.3 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2$ $3 \text{ s} < \text{---} > 5 \text{ s}$ $80 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 65 \text{ }^\circ\text{C}$	$E_{a1s010} = 1.16 \pm 0.10 \text{ eV}$ $\sigma_{1s010} = 1.4 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^2$ $40 \text{ s} < \text{---} > 318 \text{ s}$ $60 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 45 \text{ }^\circ\text{C}$
$E_{a2s009} = 0.24 \pm 0.05 \text{ eV}$ $\sigma_{2s009} = 1.2 \cdot 10^{-24} \text{ cm}^2$ $37 \text{ s} < \text{---} > 73 \text{ s}$ $75 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 55 \text{ }^\circ\text{C}$	$E_{a2s010} = 1.26 \pm 0.07 \text{ eV}$ $\sigma_{2s010} = 4.2 \cdot 10^{-8} \text{ cm}^2$ $4 \text{ s} < \text{---} > 83 \text{ s}$ $60 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 40 \text{ }^\circ\text{C}$
$E_{a3s009} = 0.28 \pm 0.09 \text{ eV}$ $\sigma_{3s009} = 4.1 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ $90 \text{ ms} < \text{---} > 170 \text{ ms}$ $50 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 35 \text{ }^\circ\text{C}$	-
$E_{a4s009} = 0.37 \pm 0.07 \text{ eV}$ $\sigma_{4s009} = 3.9 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ $80 \text{ ms} < \text{---} > 157 \text{ ms}$ $80 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 60 \text{ }^\circ\text{C}$	-
$E_{a5s009} = 0.42 \pm 0.08 \text{ eV}$ $\sigma_{5s009} = 2.6 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ $2.34 \text{ s} < \text{---} > 13 \text{ s}$ $100 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 85 \text{ }^\circ\text{C}$	-

Le protocole des pièges de surface nous a permis d'extraire cinq défauts de faibles énergie d'activation sur le composant vieilli N° 009. Le premier piège, d'énergie d'activation $E_{a5s009} = 0.42 \text{ eV}$ et une section efficace de capture mesurée à $2.6 \cdot 10^{21} \text{ cm}^2$, a été extrait dans une gamme temporelle allant de 2.34 s (à $100 \text{ }^\circ\text{C}$) à 13 s (à $85 \text{ }^\circ\text{C}$). Les paramètres de ce piège semblent similaires à ceux du piège $E_{a383} = 0.46 \text{ eV}$ rapportés dans le deuxième chapitre observés sur le composant à l'état neuf N° 038. En comparant les gammes temporelles des deux pièges : E_{a383} extrait dans une plage allant de 1.89 s (à $100 \text{ }^\circ\text{C}$) à 7.87 s (à $70 \text{ }^\circ\text{C}$) et E_{a5s009} extrait entre 2.34 s (à $100 \text{ }^\circ\text{C}$) et 13.00 s (à $85 \text{ }^\circ\text{C}$), nous constatons que les constantes de temps des deux pièges E_{a383} et E_{a5s009} ont été extraites dans la même plage temporelle. Ceci implique qu'ils sont probablement des défauts natifs. Cependant, leurs sections efficaces de capture sont différentes : $\sigma_{1s38} = 4.4 \cdot 10^{-26} \text{ cm}^2$ et $\sigma_{1s009} = 8.3 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2$.

Comme nous avons vu dans le deuxième chapitre, l'énergie d'activation 0.43 eV correspond d'après Martin-Horcajo et ces collaborateurs [72] aux impuretés O/C/H. Or,

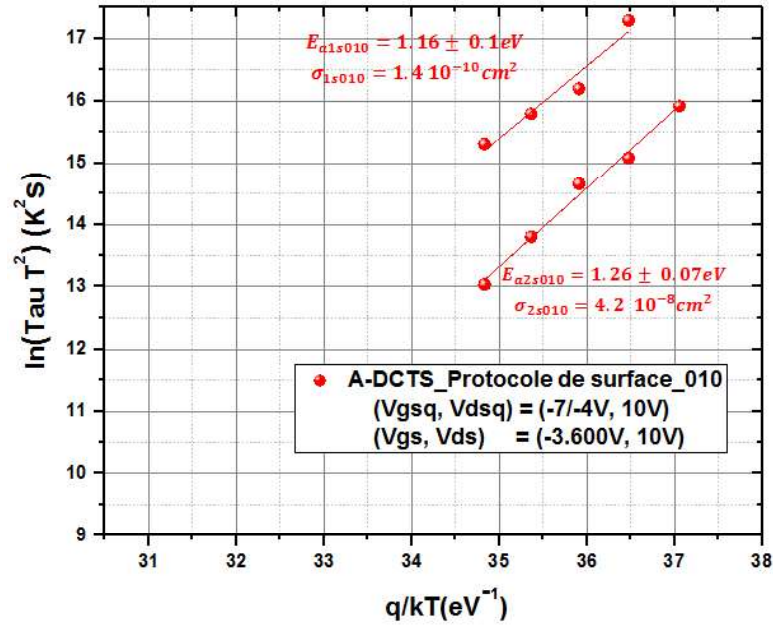


FIGURE 3.18 – Tracé d'Arrhenius du composant GH25 N° 010 (protocole des pièges de surface).

les constantes de temps de cette énergie d'activation ont été extraites dans une plage temporelle différente : entre $7.78 \cdot 10^{-5}$ s (à 35 °C) et $2.50 \cdot 10^{-6}$ s (à 20 °C). Les auteurs, dans ce cas de figure, n'ont pas mesuré la section efficace de capture de ce piège.

Le deuxième piège de surface, d'énergie d'activation $E_{a1s009} = 0.16$ eV et une section de capture de l'ordre de 10^{-25} cm², a été observé dans une plage de température allant de 80 °C à 65 °C et une plage temporelle entre 3 s et 5 s. Nous avons déjà observé un piège d'énergie d'activation ($E_{a381} = 0.15$ eV) proche à E_{a1s009} sur le composant neuf N° 038. Cependant, les autres paramètres : la section efficace de capture (de l'ordre de 10^{-26} cm²), la gamme temporelle (allant de 73 s à 153 s) ainsi que la gamme de température (allant de 60 °C à 30 °C) du piège E_{a381} ne semblent pas être similaires à ceux du piège E_{a1s009} observé sur le composant vieilli N°009, nous ne pouvons pas donc associer les deux énergies d'activation E_{a1s009} et E_{a381} au même piège.

Dans la référence [84], les auteurs ont trouvé une énergie d'activation de 0.10 eV par DCT proche de E_{a1s009} . Zheng et ces collaborateurs, ont extrait cette énergie d'activation dans une gamme temporelle entre 480 s (à 45 °C) et 741 s (à 9.89 °C). Dans cette étude les auteurs n'ont pas présenté la section efficace de capture.

Les deux pièges, d'énergie d'activation $E_{a_{2s009}} = 0.24 \text{ eV}$ avec une section efficace $\sigma_{2s009} = 1.2 \cdot 10^{-24} \text{ cm}^2$ et $E_{a_{3s009}} = 0.28 \text{ eV}$ avec une section $\sigma_{3s009} = 4.1 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$, ont été extraits dans deux gammes temporelle différentes : le piège $E_{a_{2s009}}$ a été observé entre 37 s (à 75 °C) et 73 s (à 55 °C) tandis que le piège $E_{a_{3s009}}$ a été observé entre 90 ms (à 50 °C) et 170 ms (à 60 °C). Selon la littérature [57], le défaut d'énergie d'activation 0.25 eV et section efficace de capture de l'ordre de 10^{-17} cm^2 est généré par des dislocations. Les constantes de temps associées à ce piège, détecté par la DLTS dans un HEMT GaN/AlGaN/Sapphire avec une fraction molaire d'aluminium de 0.2, ont été observées dans une gamme temporelle allant de $1.81 \cdot 10^{-7} \text{ s}$ à $1.99 \cdot 10^{-8} \text{ s}$ et une gamme de température entre -116.9 °C et -130 °C. Tartarin et al. [101] ont également observé un piège de surface d'énergie d'activation de l'ordre de 0.25 eV par LFN dans un HEMT AlGaN/GaN/SiC. Dans cette étude, les auteurs n'ont pas présenté les autres paramètres associés à ce piège.

Un autre piège d'énergie d'activation $E_{a_{4s009}} = 0.37 \text{ eV}$ et section efficace de capture mesurée à $\sigma_{4s009} = 3.9 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ a été observé sur ce même composant N° 009. Ce piège a été détecté dans une gamme temporelle entre 80 ms (à 80 °C) et 157 ms (à 60 °C). Gassoumi et al.[102] ont associé l'énergie d'activation 0.31 eV, extraite par la C-DLTS dans une gamme temporelle entre 230 ms (à 140 °C) et 490 ms (à 60 °C), à un défaut localisé dans la couche AlGaN. Cependant, la section efficace de capture, de l'ordre de 10^{-17} cm^2 , de ce piège ne semble pas similaire à notre valeur $\sigma_{4s009} = 3.9 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ extraite par la technique A-DCTS.

Sur le deuxième composant vieilli N° 010, deux pièges supposés de surface, ont été trouvés d'énergies d'activation $E_{a_{1s010}} = 1.16 \text{ eV}$ et $E_{a_{2s010}} = 1.26 \text{ eV}$. Leurs sections efficaces de capture sont de l'ordre de 10^{-10} cm^2 et de 10^{-8} cm^2 respectivement. De la même manière que dans le chapitre précédent, ces valeurs de sections de capture inhabituelles extraites expérimentalement ont été vérifiées. Les figure 3.19 et 3.20 et le tableau 3.11 présentent les comparaisons des résultats des paramètres obtenus expérimentalement

avec ceux obtenus par le programme, permettant de reproduire le signal transitoire généré par le piège E_{a1s010} et E_{a2s010} dans la gamme de température 60 °C - 45 °C. Cette comparaison démontrent un bon accord.

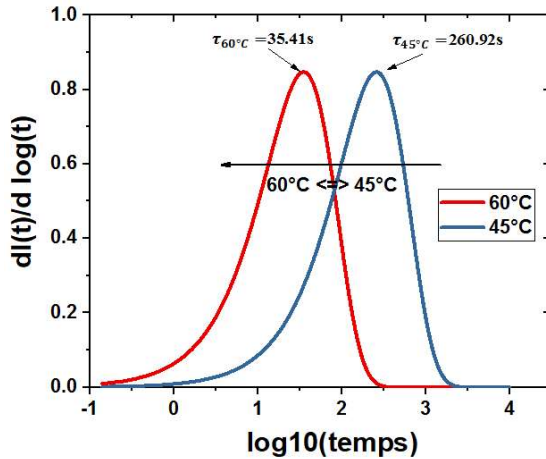


FIGURE 3.19 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a1s010} à différentes valeurs de températures

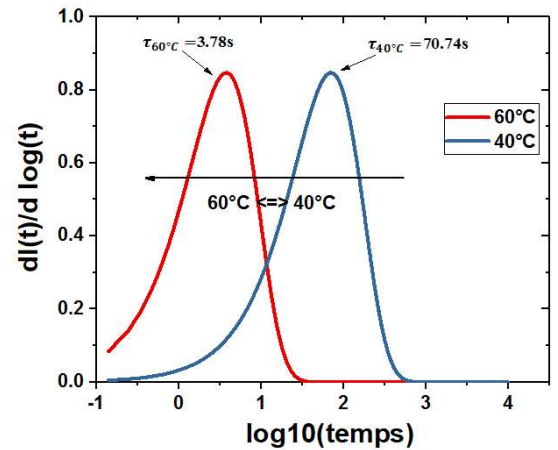


FIGURE 3.20 – Simulation des transitoires ainsi que l'extraction des constantes de temps de E_{a2s010} à différentes valeurs de températures.

TABLEAU 3.10 – Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par la technique A-DCTS du piège E_{a1s010} .

Température	τ_{010} simulée	τ_{010} expérimentale
60 °C	35.41 s	40 s
45 °C	260.92 s	318 s

TABLEAU 3.11 – Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par la technique A-DCTS du piège E_{a2s010} .

Température	τ_{010} simulée	τ_{010} expérimentale
60 °C	3.78 s	4 s
40 °C	70.74 s	83 s

Les constantes de temps des deux défauts (E_{a1s010} et E_{a2s010}), ont été détectées dans la même gamme de température allant de 60 °C à 45 °C. Tandis que leurs gammes temporelles sont différentes : 40 s - 318 s pour le piège E_{a1s010} 4 s - 83 s pour le piège E_{a2s010} .

Bisi et al. [5] ont détecté par la DCT dans un HEMT AlGaIn/GaN, un piège d'énergie d'activation proche à E_{a1s010} et E_{a2s010} de l'ordre de 1.10 eV localisé dans la couche barrière AlGaIn. Or, la section efficace de capture associée à ce piège ($3.9 \cdot 10^{-12} \text{ cm}^2$) ainsi

que la gamme temporelle (1.2 s - 224 s) ne semblent par être similaires aux paramètres associés aux pièges E_{a1s010} et E_{a2s010} . Dans la référence [52], les énergies d'activation trouvées par la DLTS proche à 1.118 eV, avec une section efficace de capture différente (de l'ordre de 10^{-13} cm^2 , sont associées à un complexe formé d'une lacune de Gallium avec un atome d'impureté d'oxygène déposé sur un proche site d'azote $V_{Ga} - O_N$.

Il est à noter que la majorité des énergies d'activation du composant N° 009 ne correspondent pas à celles du composant 010. Même s'ils ont été dégradés sous les mêmes conditions de vieillissement, le composant N° 009 est plus dégradé que 010. Cette différence des énergies d'activation trouvées, peut être expliquée aussi par le fait que nous avons appliqué des niveaux d'équilibre différents, sur les deux composants de 12000 h de vieillissement. Nous constatons que les pièges extraits sont très sensibles aux conditions de polarisation ($V_{gs} = -3.688 \text{ V}$ pour le composant N° 009 et $V_{gs} = -3.600 \text{ V}$ pour le composant N° 010) et que leurs énergies d'activation peuvent varier fortement.

Les signatures extraites par le protocole des pièges du buffer sont présentées sur les diagrammes d'Arrhenius de la figure 3.21. La polarisation de la grille a été fixée à une valeur proche de la tension V_{th} , $V_{gsq} = V_{gs} = -3.705 \text{ V}$ pour le composant N° 010 et $V_{gsq} = V_{gs} = -3.860 \text{ V}$ pour le composant N° 009. Afin d'injecter les électrons dans le canal, une forte polarisation de drain de ($V_{dsq} = 40 \text{ V}$, $V_{ds} = 45 \text{ V}$) est appliquée pendant la phase de piégeage. Ensuite, une polarisation faible de $V_{dsq} = 5 \text{ V}$ est appliquée sur le drain brutalement afin d'émettre les électrons piégés. Le tableau 3.12 résume les gammes temporelles et de température des pièges du buffer extraites.

Un seul piège de buffer, d'énergie d'activation $E_{a1b009} = 0.60 \text{ eV}$ et une section de capture $\sigma_{1b009} = 6.3 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$, a été extrait sur le composant GH25 N° 009 dans une gamme temporelle allant de 11 s (à $37 \text{ }^\circ\text{C}$) à 37 s (à $38 \text{ }^\circ\text{C}$). Dans une gamme temporelle plus large : 68 ms (à $126 \text{ }^\circ\text{C}$) - 817 ms (à $83 \text{ }^\circ\text{C}$), Stuchlíková et al.[52] ont trouvé par DLTS un piège d'énergie d'activation de 0.642 eV et section efficace de capture de l'ordre de 10^{-17} cm^2 . Les auteurs dans cette étude [52] ont attribué ce piège à un complexe formé d'une lacune de Gallium avec un atome d'impureté d'oxygène

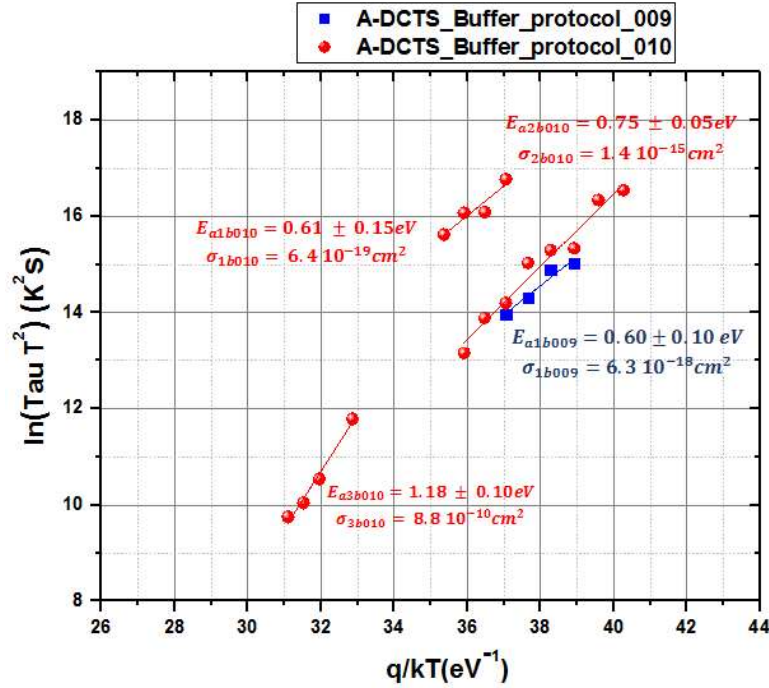


FIGURE 3.21 – Tracé d'Arrhenius du composant GH25 N° 010 (protocole des pièges du buffer).

déposé sur un proche site d'azote $V_{Ga} - O_N$ ou aux dislocations au niveau de le buffer GaN.

Sur le composant N° 010, nous avons pu observer trois pièges bien distincts. Le premier piège E_{a1b010} , d'énergie d'activation 0.61 eV, semble similaire à $E_{a1b009} = 0.60 eV$ mais avec une section efficace de capture différente de l'ordre de $10^{-19} cm^2$. Les constantes de temps de ce piège ont été extraites dans la gamme temporelle : 56 s (à 55 °C) - 194 s (à 40 °C). En comparant les paramètres des deux défauts E_{a1b010} et E_{a1b009} , nous ne pouvons pas les associer au même piège. Le deuxième piège, d'énergie d'activation $E_{a2b010} = 0.75 eV$ et section efficace de capture mesurée à $\sigma_{2b010} = 1.4 \cdot 10^{-15} cm^2$ a été extrait dans la gamme temporelle 4 s - 182 s et une gamme de température allant de 50 °C à 15 °C. A hautes valeurs de température, entre 100 °C et 80 °C, nous avons observé le troisième piège d'énergie d'activation $E_{a3b010} = 1.18 eV$ et une section de capture $\sigma_{3b010} = 8.8 \cdot 10^{-10} cm^2$. Les constantes de temps du piège E_{a3b010} ont été extraites dans la gamme temporelle 120 ms - 1 s.

CHAPITRE 3. ANALYSE ÉLECTRIQUE ET PHYSIQUE DES COMPOSANTS GH25 ET GL2D VIEILLIS

TABLEAU 3.12 – Récapitulatif des signatures extraites des composant GH25 N° 009 et N° 010 vieillis (protocole de buffer).

GH25 N° 009	GH25 N° 010
$E_{a1b009} = 0.60 \pm 0.10 \text{ eV}$ $\sigma_{1b009} = 6.3 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^2$ $11 \text{ s} < \text{---} > 37 \text{ s}$ $37 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 38 \text{ }^\circ\text{C}$	$E_{a1b010} = 0.61 \pm 0.15 \text{ eV}$ $\sigma_{1b010} = 6.4 \cdot 10^{-19} \text{ cm}^2$ $56 \text{ s} < \text{---} > 194 \text{ s}$ $55 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 40 \text{ }^\circ\text{C}$
-	$E_{a2b010} = 0.75 \pm 0.05 \text{ eV}$ $\sigma_{2b010} = 1.4 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$ $4 \text{ s} < \text{---} > 182 \text{ s}$ $50 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 15 \text{ }^\circ\text{C}$
-	$E_{a3b010} = 1.18 \pm 0.10 \text{ eV}$ $\sigma_{3b010} = 8.8 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^2$ $120 \text{ ms} < \text{---} > 1 \text{ s}$ $100 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 80 \text{ }^\circ\text{C}$

3.4 Step stress

Il a été nécessaire de développer des tests permettant de réduire le temps de vieillissement à une valeur raisonnable. Dans cette optique, un banc de step stress a été conçu au GPM afin de comparer les pièges créés durant le vieillissement des composants en mode opérationnel RADAR avec ceux créés par le "step stress".

3.4.1 Description générale du banc de stress

Ce banc est conçu pour réaliser des vieillissements des composants de la bande S (2 GHz - 4 GHz). Le schéma de principe du banc de step stress est donné en figure 3.22. Ce montage ne peut faire vieillir qu'un seul DUT.

La figure 3.23 montre une photographie du banc step stress. Ce dernier est composé d'un synthétiseur de fréquence Agilent N5181A (100 kHz - 3 GHz) permettant de générer un signal en mode continu dans une gamme de puissance allant de -110 dBm à 13 dBm. Ce signal est injecté dans le pré-amplificateur PE15A4011 ① (avec un gain de 32 dB). Une fraction du signal amplifié (-35 dBm) est prélevée par un coupleur (2 - 4 GHz) ②. Ce dernier est lié à un powermeter Agilent E4417A grâce à une sonde de puissance pour observer la valeur de la puissance d'entrée. Le pré-amplificateur est protégé de certaine

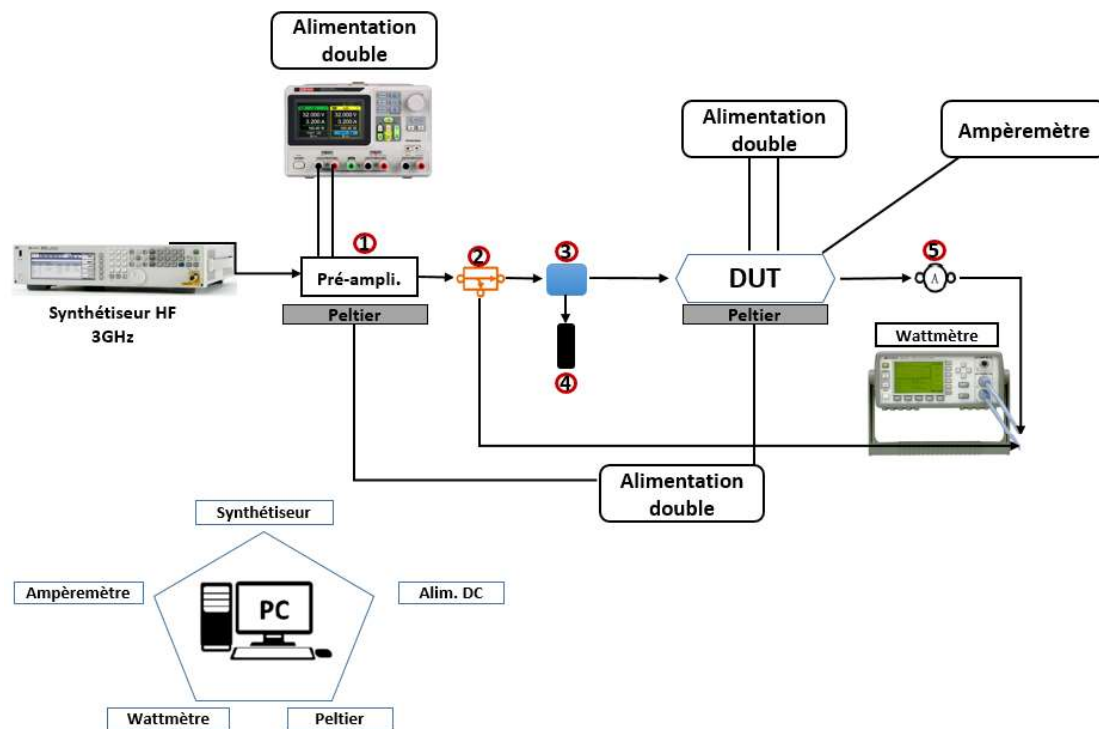


FIGURE 3.22 – Synoptique général du banc step stress RF

réflexion inattendue du signal amplifié grâce à un circulateur PE83CRO05 (2 - 4 GHz) ③ couplé lui même à une charge 50Ω ④. Le signal amplifié est injecté dans le DUT. Ensuite, il est atténué de 40 dB grâce à un atténuateur Weinschel Associates WA38-40-34 (DC - 5.0 GHz) ⑤ inséré en amont de la sonde de puissance associée elle même au powermeter afin de relever la puissance de sortie du composant. La grille et le drain sont alimentés par une alimentation double. Le DUT et le pré-amplificateur sont placés sur deux Peltiers afin d'imposer une température de semelle. La température du pré-amplificateur est fixée à $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Les deux Peltiers sont alimentés par une double alimentation. La température de jonction effective du DUT est ensuite mesurée à partir de la résistance thermique du composant ainsi que la puissance dissipée durant le vieillissement.

3.4.2 Interface Homme/Machine

Ce banc est piloté par un logiciel, développé spécifiquement pour le banc. Ce dernier permet aussi le suivi/mesure des différents paramètres statiques (DC) et RF en temps réel. La fenêtre principale du programme est donnée en figure 3.24. Cette fenêtre est

CHAPITRE 3. ANALYSE ÉLECTRIQUE ET PHYSIQUE DES COMPOSANTS GH25 ET GL2D VIEILLIS

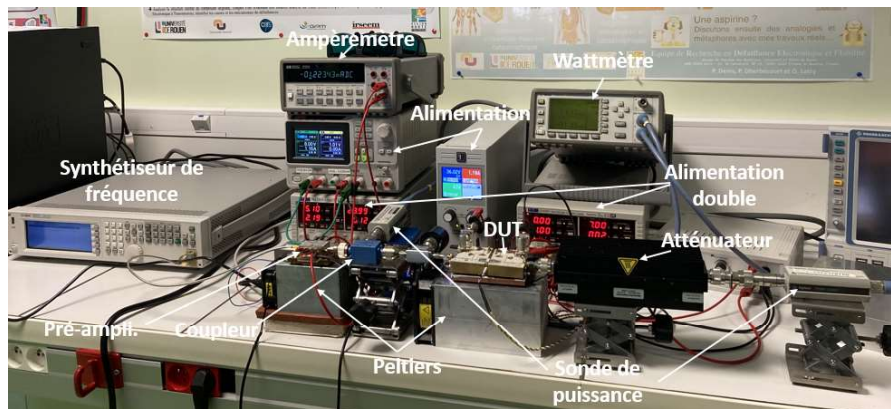


FIGURE 3.23 – Photographie du banc de step stress HF pour des vieillissements en bande S.

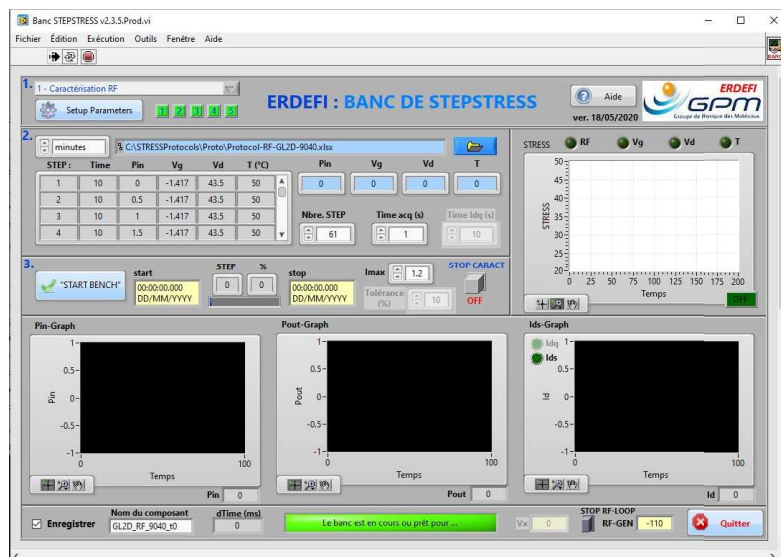


FIGURE 3.24 – interface principale du programme

composée de quatre différentes fonctions dont leur rôle est donné ci-après.

L'étape 1 sur l'interface de la figure 3.25 permet de paramétrer l'ensemble des appareils avant de commencer la caractérisation RF : indiquer les paramètres du générateur RF, la double alimentation du DUT, l'ampèremètre et le powermeter dans l'interface. La partie basse de la fenêtre nous permet de définir le pas de la tension de grille et de drain. Ensuite, on sélectionne le fichier (xlsx) contenant le protocole de caractérisation RF. Une fois les réglages de la durée de chaque step, la puissance d'entrée P_{in} , la polarisation de grille V_g , la polarisation du drain V_d et la température T sont paramétrés, le programme ouvre une deuxième fenêtre pour polariser le transistor. La procédure de polarisation/dépolarisation

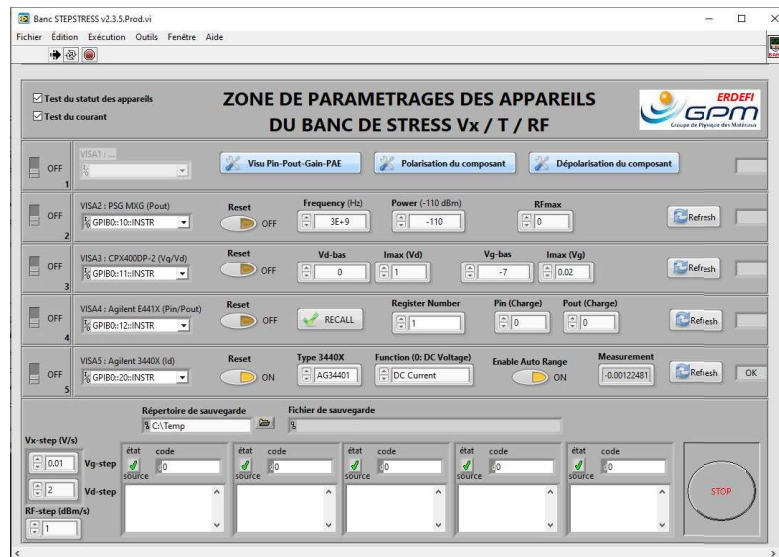


FIGURE 3.25 – fenêtre de paramétrage des appareils

des composants de test suivie est la suivante :

- définir la tension V_{gs} au-delà de la tension de pincement et la tension V_{ds0} ,
- augmenter progressivement la tension V_{ds} jusqu'à la valeur de polarisation demandée,
- augmenter progressivement la tension V_{gs} pour atteindre le point de polarisation du DUT souhaité,
- appliquer la RF tout en réglant le générateur pour avoir une valeur de P_{in} mesurée égale à celle proposée dans le protocole préalablement préparé. Ensuite, la caractérisation/step stress démarrera automatiquement après avoir appuyé sur le bouton P_{in} -ok.

A la fin du stress, la sortie du synthétiseur est éteinte, le composant est dépolarisé et les fichiers CSV des différents paramètres en fonction du temps ont été produits.

3.4.3 Procédure de step stress

Nous avons étudié les effets de trois stress électriques sur les caractéristiques des composants GH25 et GL2D dont les conditions de polarisations sont les suivantes :

- Test 1 : Un step stress en augmentant le V_{ds} de 40 V à 60 V avec un pas de 5 V réalisé à un I_{dq} de 100 mA. La température ainsi que la puissance d'entrée ont été fixées à 50 °C et 30 dBm respectivement.

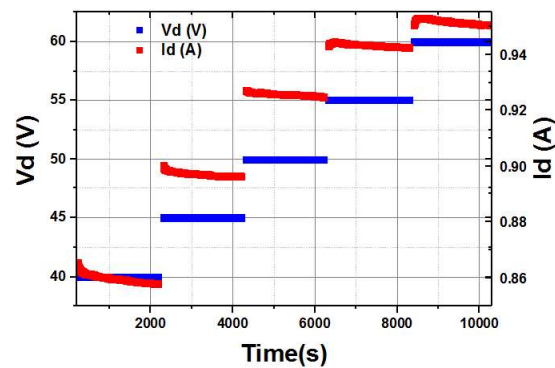


FIGURE 3.26 – Protocole du step stress en augmentant le V_{ds} .

- Test 2 : Un step stress recovery effectué à un I_{dq} de 100 mA et une puissance d'entrée de 30 dBm à 50 °C. Dans ce cas de figure, nous injectons les électrons chauds du canal bidimensionnel d'électron sous une forte tension de polarisation V_{ds} afin de les capturer par les pièges dans le buffer GaN pendant la phase du stress. Ensuite, ces électrons vont être dépiégés à une faible tension de polarisation du drain pendant la phase du recouvrement. Les phases de stress ont été fixées à 40 V, 45 V, 50 V, 55 V et 60 V. Le recouvrement se fait à une tension de V_{ds} de 5 V comme le montre la figure 3.28.

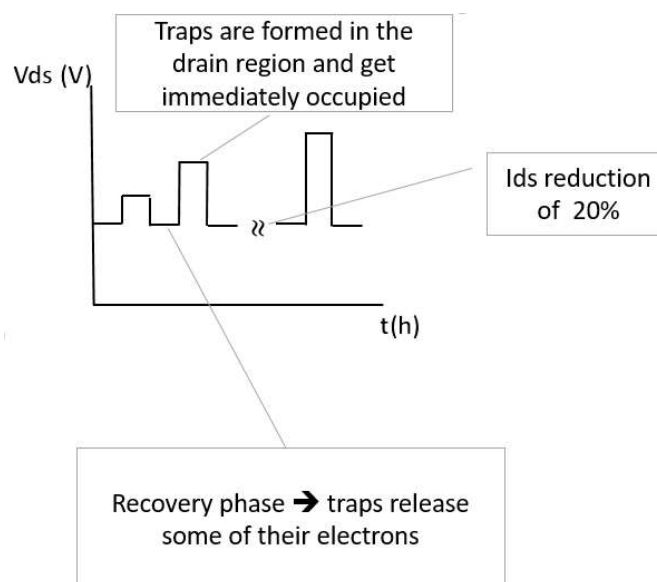


FIGURE 3.27 – Principe du step stress recovery.

- Test 3 : en se basant sur le protocole expérimental de Joh et del Alamo [97] décrit

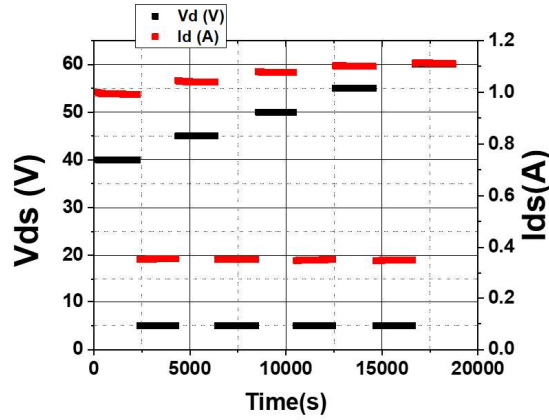


FIGURE 3.28 – Protocole du step stress recovery

précédemment, notre troisième protocole consiste en l'application d'un stress DC à un V_{ds} de 30 V et un I_{dq} de 6 mA pour la technologie GH25 et 100 mA pour la technologie GL2D suivi d'un stress RF à différentes puissances d'entrée. La température de jonction est fixée à environ 120 °C en ajustant la température du Peltier. Pour le composant GH25 N° 046 chaque étape de stress est effectuée durant une période de 3h et 5h pour le composant GL2D N° 4099.

Pendant le vieillissement, un certain nombre de paramètres sont suivis en fonctions du temps :

- Les puissances d'entrée sortie (P_{in} , P_{out})
- Le gain et la PAE
- La tension de drain V_{ds}
- Le courant de drain I_{ds}

Le seuil limite de dégradation des DUTs est fixé à une réduction de 20 % du courant du drain dans notre cas.

3.4.4 Estimation de la température de jonction T_j

L'estimation de la température de jonction des composants HEMTs GaN est essentielle pour les essais de vieillissement. Latry et al. [103] ont proposé une méthode basée sur des mesures électriques pulsées. Le principe de base de cette méthode est de réaliser des

caractérisations en mode pulsé qui tiennent compte de la puissance dissipée. Basée sur des premiers travaux de Joh et al.[104] qui mettent en relation ΔI_{dsat} et la température, puis la mise en évidence que la résistance thermique varie également avec la température d'embase ainsi que la puissance dissipée [105], des caractérisations ont été réalisées en tenant compte des deux paramètres. Des caractérisations athermiques ont été effectuées à plusieurs températures de base pour un point de polarisation de repos de $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V)$. Le rapport cyclique des impulsions appliquées sur le drain et la grille a été fixé dans ce cas à 0.01 %. Dans un premier temps l'impulsion appliquée sur la grille a une durée de 10 μs . Ensuite, cette durée est allongée à 500 μs . La mesure du courant de drain des deux séries de mesures sont faites pendant 200 ns après 90 % de la durée d'impulsion. Ces deux séries de mesures ont montré une relation quasi-linéaire entre la valeur de courant I_{ds} lue dans l'impulsion et la température de base, pour des valeurs de polarisation de grille supérieure à V_{th} . En prenant en compte à la fois la puissance dissipée et la température de base, les paramètres extraits peuvent être rassemblés sous forme d'un graphe 2D comme le montre la figure 3.29.

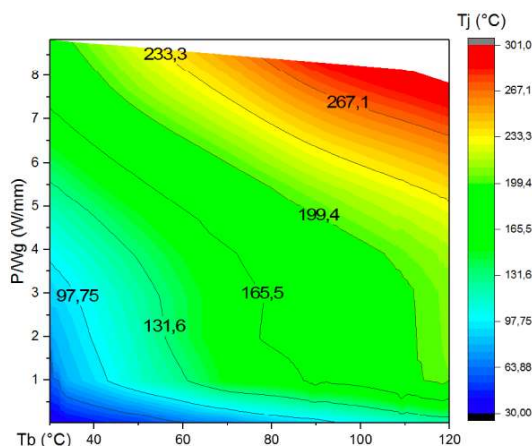


FIGURE 3.29 – Évolution de la température de jonction T_j en fonction de la densité de puissance et de la température de base[103]

3.5 Résultats de vieillissement des composants GH25 et GL2D

Des caractérisations de pièges ont été effectuées pour dissocier les signatures des pièges potentiellement présentes initialement dans l'un des quatre composants et celles

des pièges électriques éventuellement induits par le step stress. Une synthèse des différents protocoles de vieillissement appliqués sur les composants d'étude GH25 et GL2D par step stress est donnée dans le tableau 3.13.

TABEAU 3.13 – Conditions du vieillissement par step stress des transistors de la technologie GH25 et GL2D

Composant N°	type de step stress
9039	$V_{ds} = 40 V \Leftrightarrow 60 V$ par pas de 5 V ; $I_{dq} = 100 mA$ $P_{in} = 30 dBm$; $T_b = 50 ^\circ C$
9040	$V_{ds} = 40 V \Leftrightarrow 60 V$; $V_{dsrecouvrement} = 5 V$ $I_{dq} = 100 mA$ $P_{in} = 30 dBm$; $T_b = 50 ^\circ C$
046	$V_{ds} = 30 V$; $I_{dq} = 6 mA$ $P_{in} = 28; 29; 30 dBm$; $T_j = 120 ^\circ C$
4099	$V_{ds} = 30 V$; $I_{dq} = 100 mA$ $P_{in} = 29.20; 31.36; 32.47; 34.25 dBm$; $T_j = 120 ^\circ C$

3.5.1 Résultats du test : step stress

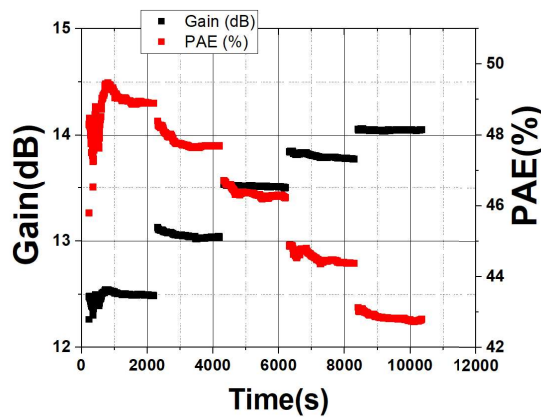


FIGURE 3.30 – Évolution du gain (dB) et la PAE (%) durant les étapes de stress.

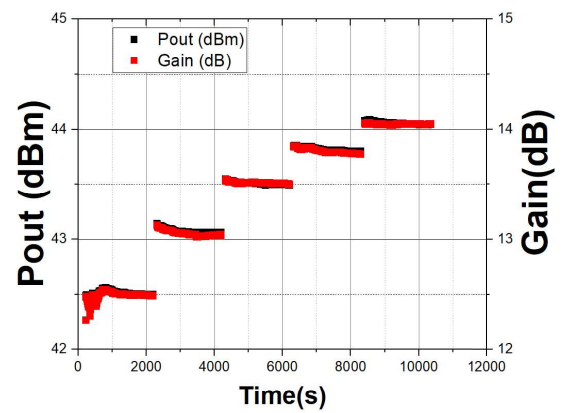


FIGURE 3.31 – Évolution du gain (dB) et la P_{out} (dBm) durant les étapes de stress.

Les figures 3.30 et 3.31 présentent les performances électriques du composant N° 9039 vieilli à $50 ^\circ C$ selon le premier protocole. D'après ces résultats nous pouvons remarquer que à la fin de chaque step nous avons une légère diminution de la puissance de sortie P_{out} , la PAE (%) et le gain (dB). Cette diminution est due plutôt à la stabilisation du signal RF et non pas au vieillissement.

Afin de déterminer les évolutions des indicateurs des pièges dans les composants vieillis, les caractéristiques IV pulsé sont effectuées avant et après step stress à trois

points de polarisation de repos : $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 0 \text{ V})$ et $(-7 \text{ V}, 50 \text{ V})$ pour la technologie GL2D. En observant le réseau IV pulsé du composant N° 9039, on note une légère diminution du courant de drain. La figure 3.32 montre les caractéristiques de transfert du composant N° 9039. Aucune modification de la transconductance ni de la tension de pincement n'est visible. Sur les figures 3.35 et 3.36 on note une légère baisse des performances au bout de quasiment 10000 s de vieillissement.

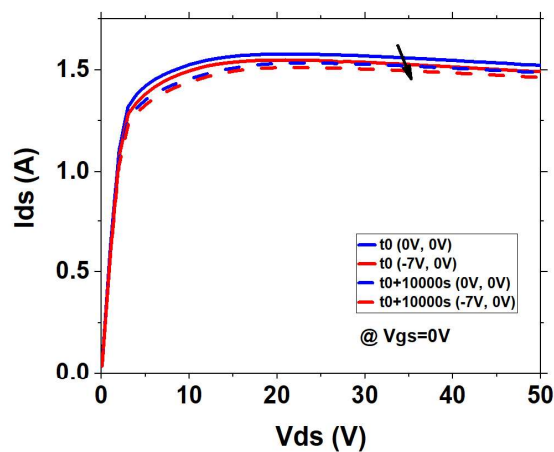


FIGURE 3.32 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 0 \text{ V})$ sur le composant 9039.

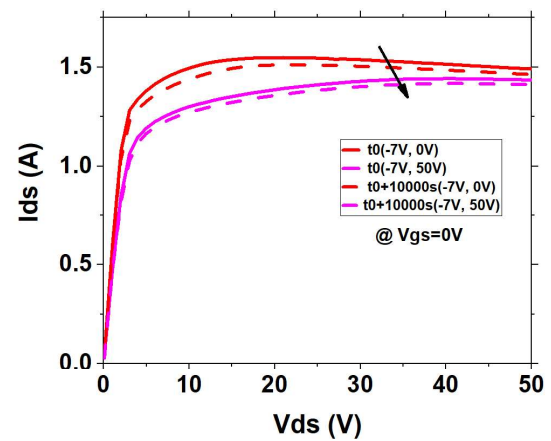


FIGURE 3.33 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 50 \text{ V})$ sur le composant 9039.

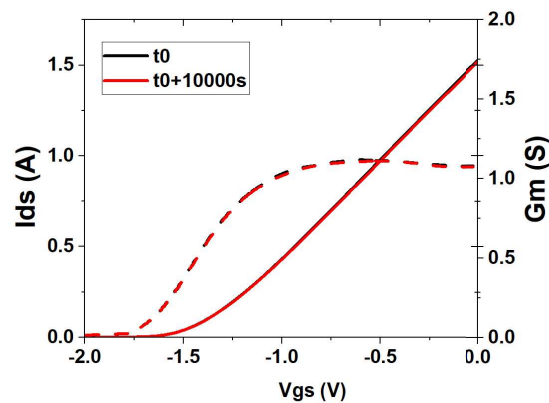


FIGURE 3.34 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant 9039.

TABLEAU 3.14 – Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 9039.

Paramètres	V_{th} (V)	G_m (S)	R_{ON} (Ω)
t_0	-1.40 V	1.11	7.91
$t_0 + 10000 \text{ s}$	-1.38 V	1.10	8.16

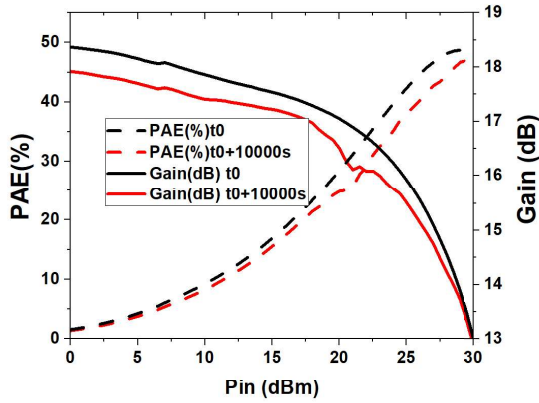


FIGURE 3.35 – Évolution du gain et du rendement pour le transistor 9039.

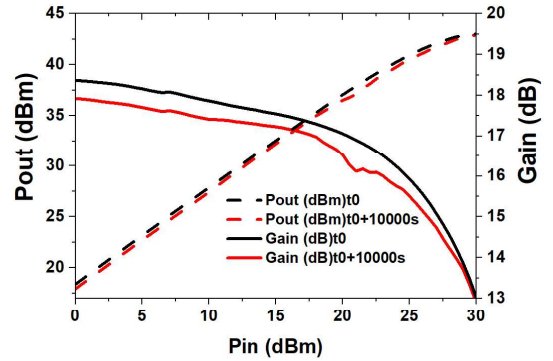


FIGURE 3.36 – Évolution du gain et de la puissance de sortie pour le transistor 9039.

Le tableau 3.15 montre que le paramètre ϕ_n du composant N° 9039 ne semble pas affecté après le step stress. Cependant, on note une légère augmentation du facteur d'idéalité.

TABLEAU 3.15 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant 9039.

Paramètres	ϕ_n (eV)	n
t_0	1.00	1.17
$t_0 + 10000s$	1.00	1.84

3.5.2 Résultats test 2 : step stress recovery

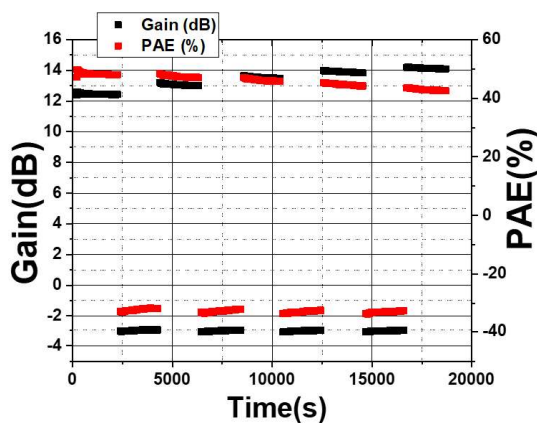


FIGURE 3.37 – Évolution du gain (dB) et la PAE (%) durant les étapes de stress.

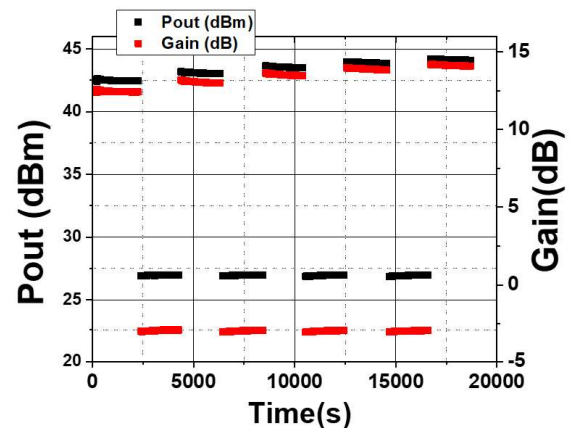


FIGURE 3.38 – Évolution du gain(dB) et la P_{out} (dBm) durant les étapes de stress.

En analysant les résultats du step stress recovery du deuxième protocole, nous remarquons que les performances du composant N° 9040 ne présentent pas d'évolution au cours du vieillissement.

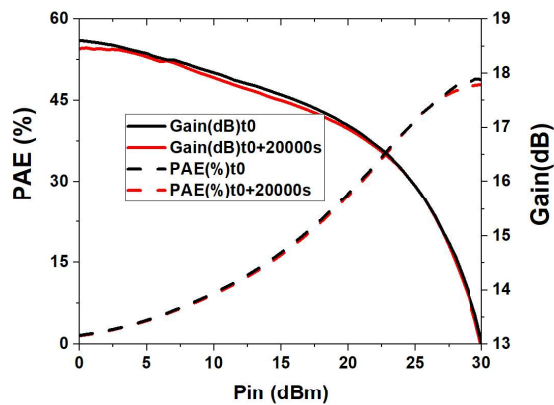


FIGURE 3.39 – Évolution du gain et du rendement pour le transistor 9040.

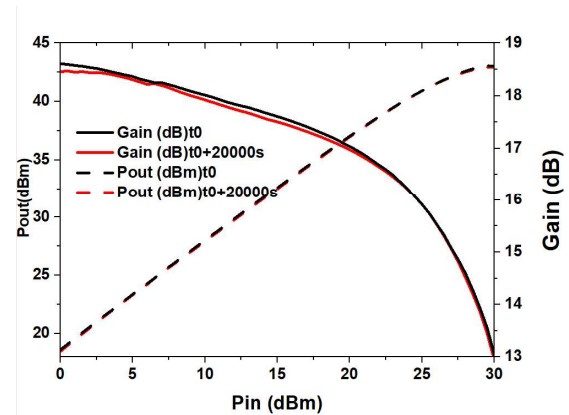


FIGURE 3.40 – Évolution du gain et de la puissance de sortie pour le transistor 9040.

L'évolution des caractéristiques I-V présentées en figures 3.41, 3.42 et 3.43 avant et après vieillissement indique que les composants peuvent résister à une tension $V_{ds} = 60 V$ avec une légère augmentation du taux de drain-lag. Le tableau 3.16 présente l'évolution des différents indicateurs de pièges.

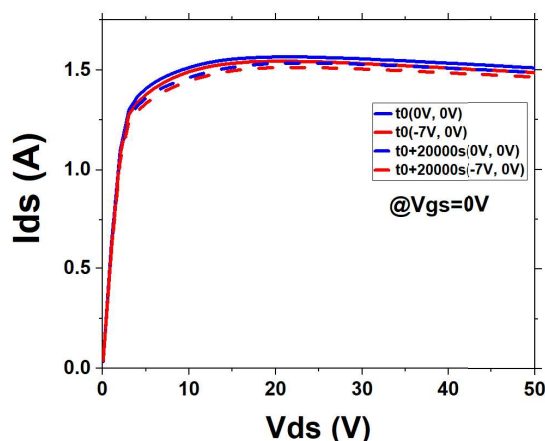


FIGURE 3.41 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$) sur le composant 9040.

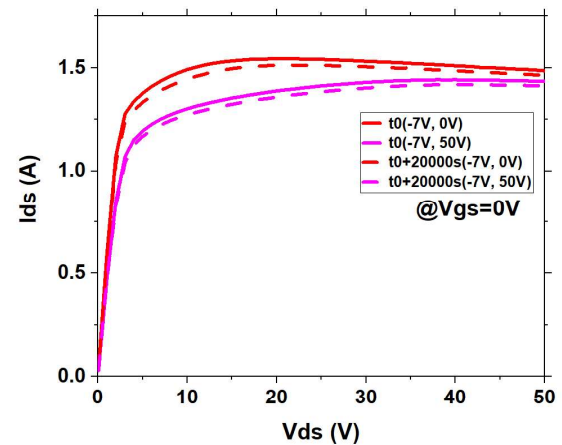


FIGURE 3.42 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos ($V_{gsq}, V_{dsq} = (-7 V, 0 V), (-7 V, 30 V)$) sur le composant 9040.

TABLEAU 3.16 – Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 9040.

Paramètres	V_{th} (V)	G_m (S)	R_{ON} (Ω)	ϕ_n (eV)	n
t_0	-1.40	1.11	8.02	1.00	1.70
$t_0 + s$	-1.38	1.10	8.20	1.05	1.60

Des caractérisations de pièges par la technique A-DCTS ont été faites afin d'ex-

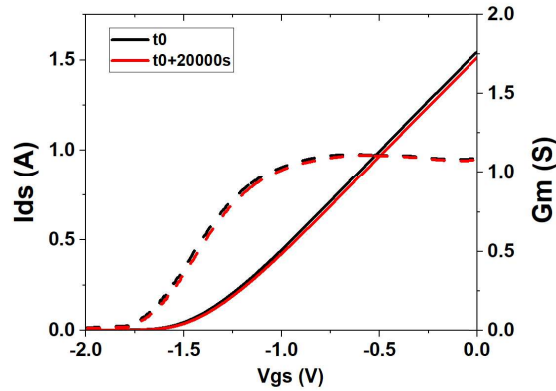


FIGURE 3.43 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant 9040.

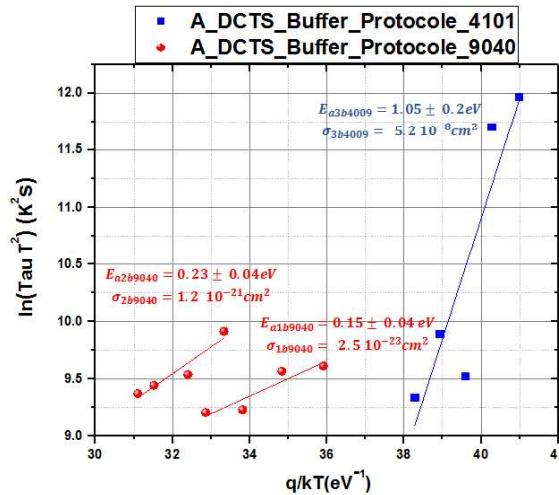


FIGURE 3.44 – Tracé d'Arrhenius du composant GL2D N° 4101 et 9040 (protocole des pièges du buffer)

traire la signature des pièges générés à la surface et dans le buffer GaN du composant N° 9040 vieillis et un composant de la même technologie GL2D vierge nommé N° 4109 considéré comme témoin. Les mesures des transitoires du courant de drain de ces deux composants ne présentent aucun piège de surface. La légère augmentation du taux du drain-lag (figure 3.42) du composant N° 9040 après vieillissement implique la génération des pièges au niveau du buffer GaN. En appliquant les niveaux d'équilibres suivants : $(V_{gs}, V_{ds}) = (-1.481 \text{ V}, 40 \text{ V})$, $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-1.481 \text{ V}, 45 \text{ V})$ pendant la phase piégeage ($I_{ds} = 50 \text{ mA}$) et $(V_{gs}, V_{ds}) = (-1.481 \text{ V}, 40 \text{ V})$, $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-1.481 \text{ V}, 5 \text{ V})$ pendant la phase de dépiégeage, nous avons extrait un piège d'énergie d'activation de $E_{a3b4101} = 1.05 \text{ eV}$ sur le composant vierge N° 4101 et deux pièges d'énergie d'activation $E_{a1b9040} = 0.15 \text{ eV}$ et $E_{a2b9040} = 0.23 \text{ eV}$ sur le composant vieilli N° 9040. Les trois

signatures des pièges du buffer trouvées sur les deux composants sont présentées sur le tracé d'Arrhénius de la figure 3.44. Le tableau 3.17 présente la gamme temporelle et leurs interprétation. La section efficace de capture du piège $E_{a3b4101}$ mesurée à $5.2 \cdot 10^{-8} \text{ cm}^{-2}$ extraite expérimentalement, a été vérifiée grâce au programme qui permet de reproduire pour une température donnée, le signal transitoire du piège vu dans le deuxième chapitre. La comparaison des constantes de temps expérimentales avec celles trouvées par le programme des transitoires démontrent un bon accord comme le montre le tableau 3.18. Le piège $E_{a3b4101}$ a été détecté dans une plage temporelle allant de 120 ms (à $30 \text{ }^\circ\text{C}$) à 1.97 s (à $10 \text{ }^\circ\text{C}$). Dans une plage proche de cette dernière, les auteurs ont trouvé dans la référence [106] une énergie d'activation de 1.00 eV par DCT dans un HEMT GaN de la technologie GH50. Or la section efficace associée à ce piège ne semble pas similaire à notre valeur trouvée par la technique A-DCTS. Les constantes de temps des deux pièges $E_{a1b9040}$ et $E_{a2b9040}$ ont été extraites dans une gamme temporelle allant de 70 ms à 160 ms et une gamme de température entre $100 \text{ }^\circ\text{C}$ et $75 \text{ }^\circ\text{C}$. Dans une plage de température proche de cette dernière, comme le montre la figure 3.45, Mehari et al. [107] ont trouvé également un piège d'énergie d'activation 0.23 eV avec une section efficace de capture différente ($1.9 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2$). Cependant, les constantes de temps du piège 0.23 eV (trouvées dans [107]) ont été extraites dans la plage $51.97 \text{ s} < \tau < 255 \text{ s}$. Les deux pièges $E_{a1b9040}$ et $E_{a2b9040}$ ont été attribués selon la littérature [108] [107] à des défauts situés dans la couche buffer GaN.

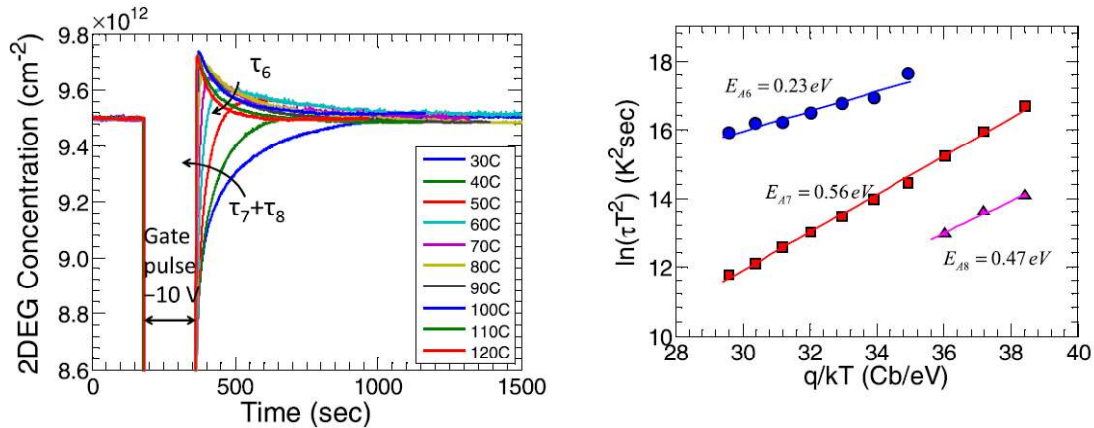


FIGURE 3.45 – diagramme d'Arrhenius du piège d'énergie d'activation 0.23 eV et section efficace de capture de $1.9 \cdot 10^{-25} \text{ cm}^2$ trouvé dans [107].

CHAPITRE 3. ANALYSE ÉLECTRIQUE ET PHYSIQUE DES COMPOSANTS GH25 ET GL2D VIEILLIS

TABLEAU 3.17 – Récapitulatif des signatures extraites des deux composants N° 4101 neuf et 9040 vieillis (protocole de buffer).

GL2D N° 4101 et 9040	Origine/Interprétation
$E_{a3b4101} = 1.05 \pm 0.2 \text{ eV}$ $\sigma_{1b4101} = 5.2 \cdot 10^{-8} \text{ cm}^2$ $120 \text{ ms} < \text{---} > 1.97 \text{ s}$ $30 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 10 \text{ }^\circ\text{C}$	Energie d'activation proche à 1.00 eV détectée par la DCT [106] $2.81 \text{ s} < \text{---} > 7.56 \text{ s}$ $85 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 75 \text{ }^\circ\text{C}$
$E_{a1b9040} = 0.15 \pm 0.04 \text{ eV}$ $\sigma_{1b9040} = 2.5 \cdot 10^{-23} \text{ cm}^2$ $70 \text{ ms} < \text{---} > 140 \text{ ms}$ $80 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 50 \text{ }^\circ\text{C}$	Piège localisé dans le buffer GaN trouvé dans un HEMT AlGa _N /Ga _N /SiC [108]
$E_{a2b9040} = 0.23 \pm 0.04 \text{ eV}$ $\sigma_{2b9040} = 1.2 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ $80 \text{ ms} < \text{---} > 160 \text{ ms}$ $100 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 75 \text{ }^\circ\text{C}$	Piège de buffer extrait dans un HEMT AlGa _N /Ga _N /Si par la DCT [107] $51.97 \text{ s} < \text{---} > 255 \text{ s}$ $115 \text{ }^\circ\text{C} < \text{---} > 55 \text{ }^\circ\text{C}$

TABLEAU 3.18 – Comparaison entre des constantes de temps obtenues par simulation et par l'A-DCTS du piège E_{a2s010} .

Température	τ_{010} simulée	τ_{010} expérimentale
10 °C	1.78 s	1.97 s
30 °C	91.00 ms	120.00 ms

3.5.3 Résultats test 3 :step stress RF

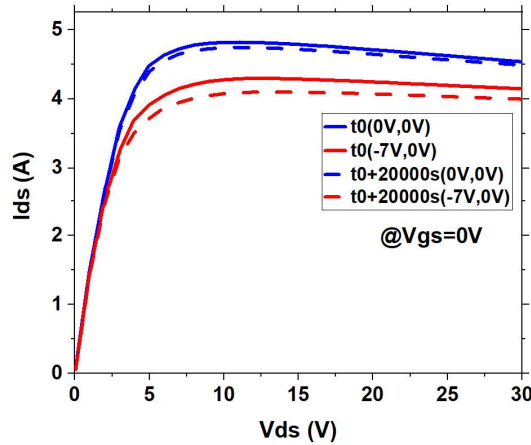


FIGURE 3.46 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 0 \text{ V})$ sur le composant 046.

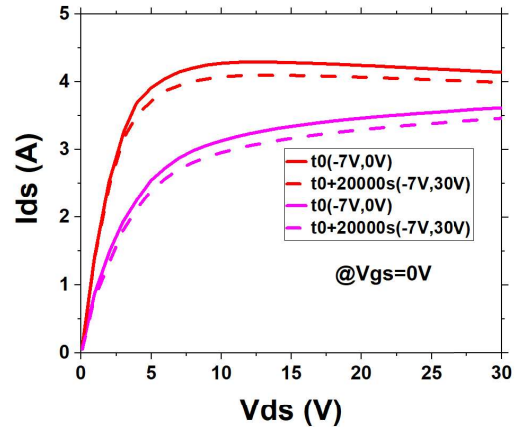


FIGURE 3.47 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 \text{ V}, 0 \text{ V}), (-7 \text{ V}, 30 \text{ V})$ sur le composant 046.

Les caractéristiques électriques des figures 3.46 et 3.47 ainsi que RF du composant GH25 vieilli N° 046 selon les conditions du troisième protocole (en augmentant la puissance d'entrée P_{in}) présentent une légère diminution du courant I_{ds} . Les paramètres du gate-lag et drain-lag ont également légèrement augmenté. Le réseau d'entrée du N° 046 (figure

3.48) mesuré avant et après step stress ne montre pas d'évolution de V_{th} , G_m et I_{dss} . Les figures 3.49 et 3.50 montrent une diminution du gain et du rendement PAE (%) du composant N° 046 après step stress.

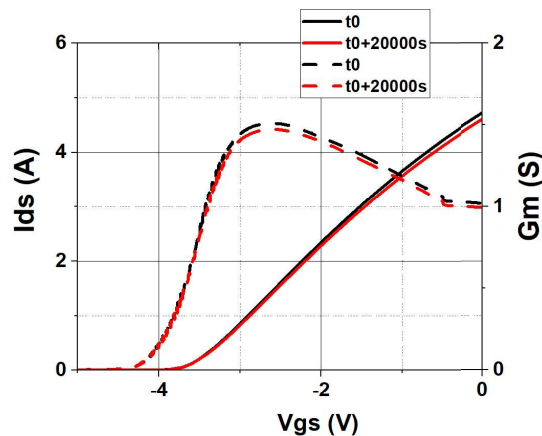


FIGURE 3.48 – Évolution de la transconductance et de V_{th} pour le composant 046.

TABLEAU 3.19 – Évolution des indicateurs des pièges de surface et de buffer du composant 046.

Paramètres	V_{th} (V)	G_m (S)	R_{ON} (Ω)
t_0	-3.64	1.05	4.03
$t_0 + 20000 s$	-3.62	1.47	4.07

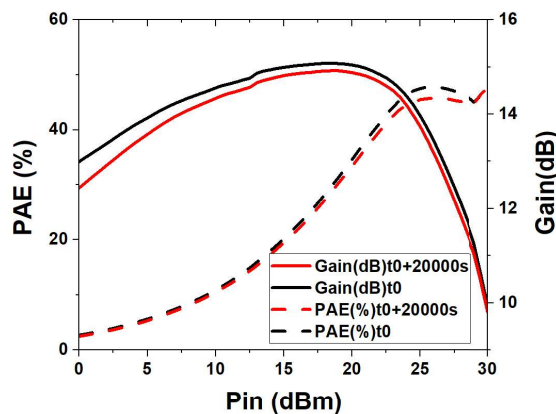


FIGURE 3.49 – Évolution du gain et du rendement pour le transistor 046.

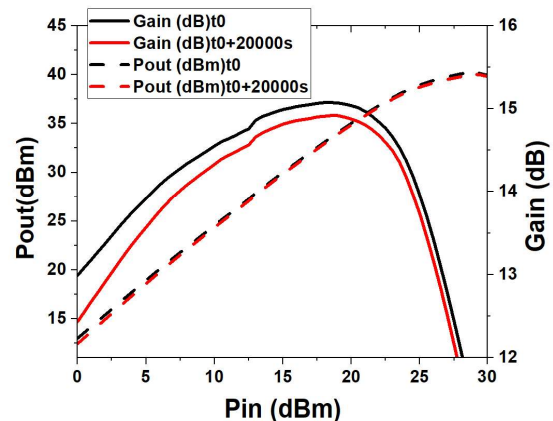


FIGURE 3.50 – Évolution du gain et de la puissance de sortie pour le transistor 046.

Dans ce cas de figure, nous notons que les paramètres thermoioniques ne semblent pas affecté après le step stress (table 3.20).

TABEAU 3.20 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky du composant GH25 046.

Paramètres	ϕ_n (eV)	n
t_0	0.92	1.72
$t_0 + 20000$ s	0.94	1.75

3.5.3.1 Résultats du step stress RF

La procédure de stress du composant GL2D N° 4099 dans ce cas de figure consiste à appliquer un stress DC pendant 5 heures en fixant la polarisation de drain V_{ds} à 43.2 V. La température de jonction est toujours fixée à 120 °C. Pour ces mesures, le courant choisi est de 100 mA. Ce stress a été suivi d'un stress RF à 4 valeurs de puissance d'entrée (29.20 ; 31.36 ; 32.47 ; 34.25 dBm). Les résultats des figures 3.51 et 3.52 montrent le suivi du courant de drain sous polarisation DC seulement, puis sous RF avec augmentation de la puissance P_{in} le suivi du gain et la puissance de sortie P_{out} .

La figure 3.51 montrent que durant le stress DC le courant I_{ds} est stable. Nous remarquons une baisse du courant de drain I_{ds} qui passe de 880 mA à 720 mA à partir de la puissance d'entrée limite 32.47 dBm (phase 3). Nous supposons que cette baisse est la conséquence du régime de fonctionnement légèrement saturé. Cette augmentation implique une dégradation de la puissance de sortie d'environ 2 dBm et du gain d'environ 1dB.

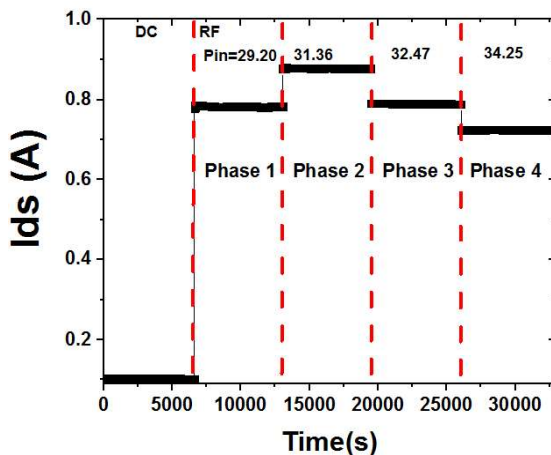


FIGURE 3.51 – Évolution du courant de drain I_d au cours du vieillissement.

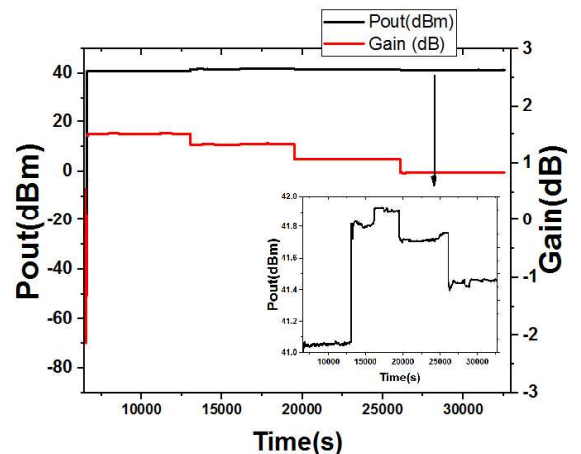


FIGURE 3.52 – Évolution de la puissance de sortie P_{out} et le gain au cours du vieillissement.

Le composant N° 4099 a été caractérisé à l'état neuf et après vieillissement en tension-courant (mesures I-V pulsées). Les mesures à l'état neuf sont primordiales pour révéler les premières performances des composants et permettront ainsi de mettre en avant

rapidement certains défauts. Les figures 3.53 et 3.54 du gate-lag et drain-lag montrent que les performances du composant N°4099 ne semble pas affecté après stress.

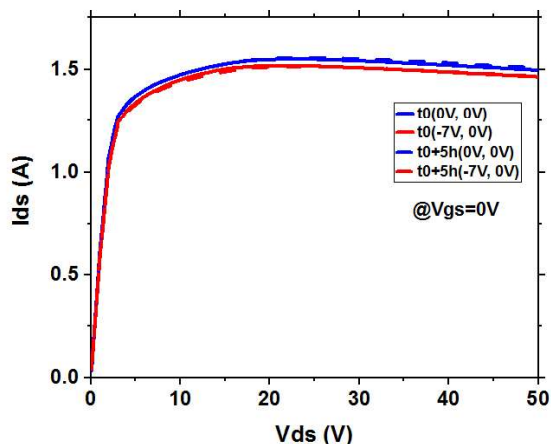


FIGURE 3.53 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (0 V, 0 V), (-7 V, 0 V)$ du composant 4099.

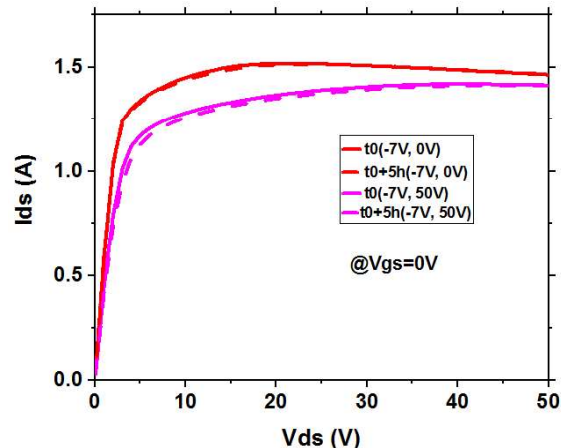


FIGURE 3.54 – Évolution du réseau IV pulsé aux points de repos $(V_{gsq}, V_{dsq}) = (-7 V, 0 V), (-7 V, 50 V)$ du composant 4099.

Les résultats de caractérisation RF, présentés sur les figures 3.55 et 3.56, ne montrent aucune dégradation des performances du composant N°4099.

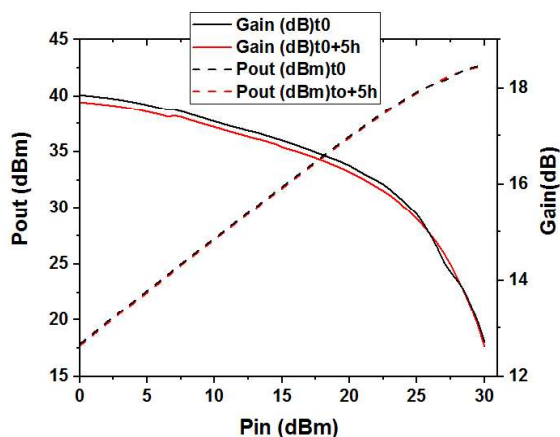


FIGURE 3.55 – Évolution du gain et la PAE (%) du composant 4099.

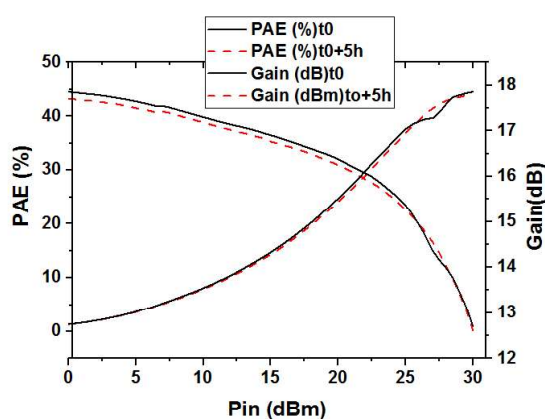


FIGURE 3.56 – Évolution du gain et la puissance du composant 4099.

3.6 Conclusion

La première partie de ce chapitre décrit les différentes techniques de vieillissement couramment utilisées afin de déterminer l'aire de sécurité de fonctionnement (step stress) ou d'étudier la durée de vie des composants (vieillessement accéléré sous stockage thermique, HTRB, vieillissement par court-circuit et pulsed-RF-HTOL). Des tests de vieillissement de

longue durée (12000 h) en mode opérationnel RADAR ont été réalisés sur des composants de la technologie GH25 dans le cadre du projet PISTIS. Au GPM, les tests de vieillissement Pulsed-RF-HTOL et step stress ont été effectués sur des composants GH25 et GL2D. La base d'essai de longue durée du premier type de vieillissement, nous a permis d'étudier l'évolution des pièges créés au sein de la structure du HEMT GaN. Les analyses après vieillissement ont montré un shift de V_{th} qui est dû à une évolution des pièges. Pour les deux composants GH25 de 2000 h de vieillissement, la tension V_{th} a diminué de -3.55 V à -4.02 V. Nous avons supposé que ce shift est dû aux phénomènes de piégeage des électrons au niveau de la grille dans la couche barrière AlGaN. Après avoir exposé ces composants à la lumière ce shift a augmenté encore plus pour passer de -4.02 V à -4.82 V. Nous avons supposé que ce shift provient de la libération des électrons accumulés pendant le vieillissement RF à la surface et/ou dans le buffer GaN. Les signatures de ces pièges générés au cours du vieillissement à longue durée ont été extraites grâce aux protocoles des pièges de surface et des pièges buffer, développés au cours de cette thèse, avec la technique athermique A-DCTS. Comme nous l'avons vu précédemment, la précision des différentes valeurs des signatures extraites expérimentalement par la technique A-DCTS a été vérifiée par le programme développé spécifiquement pour reproduire les différents transitoires $I_{ds}(t)$ des pièges ayant une énergie d'activation et une section efficace de capture à une température donnée.

Un banc step stress permettant de réduire le temps de vieillissement à une valeur raisonnable a été conçu au GPM. Dans cette optique, trois protocoles de vieillissement ont été étudiés : step stress en augmentant la tension V_{ds} , step stress recovery et le step stress RF. Le step stress recovery a généré deux pièges de buffer dans un HEMT AlGaN/GaN de la technologie GL2D d'énergie d'activation 0.15 eV et 0.23 eV avec des sections de capture de $2.5 \cdot 10^{-23} \text{ cm}^2$ et $1.2 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^2$ respectivement dans une gamme temporelle allant de 80 ms (à 100 °C) à 160 ms (à 75 °C).

Conclusion générale et perspectives

Les HEMTs à base de GaN sont encore peu matures et nécessitent une étude approfondie des phénomènes parasites de piégeage pour garantir leur fiabilité à long terme. Les phénomènes de piégeage au sein des HEMTs AlGaN/GaN des deux technologies européenne GH25 et asiatique GL2D, dégradant leurs performances électriques, ont été étudiés dans cette thèse.

Afin de connaître les défauts présents au sein des composants et leur évolution au cours du vieillissement, la compréhension des mécanismes de piégeage est primordiale. Les études de fiabilité des composants, qui ont pour objectif commun d'apporter un soutien direct au développement des technologies européenne GH25 et asiatique GL2D à base de GaN, s'imposent alors comme un aspect indissociable de la maturation de ces technologies. Dans cette optique, nous avons proposé une méthodologie permettant d'extraire pour la première fois la signature complète des pièges (énergie d'activation, section efficace de capture, gamme de température et gamme temporelle) présents au sein des HEMTs AlGaN/GaN.

Les caractérisations électriques I-V pulsées ainsi que les diodes des composants GH25 et GL2D ont mis en lumière les indicateurs des pièges du buffer et de surface comme le gate/drain lag, shift de V_{th} , shift/diminution de la transconductance g_m et diminution de I_{dss} . Les protocoles de caractérisation des pièges de buffer et de surface du banc athermique A-DCTS ont été développés pour extraire la signature complète des pièges : l'énergie d'activation, section efficace de capture, la gamme temporelle et la gamme de température. La caractérisation athermique des pièges par la technique A-DCTS, basée sur des mesures pulsées, permet de dissocier les effets de piège des effets thermiques. Les protocoles de caractérisation nous ont permis d'extraire trois pièges de buffer d'énergies d'activation 0.27 eV, 0.64 eV et 1.19 eV. La section efficace de capture inhabituelle de l'ordre de 10^{-8}cm^2 trouvée expérimentalement a été vérifiée par un programme permettant de reproduire, pour une température donnée, le signal transitoire généré

par un piège ayant une énergie d'activation E_a et une section efficace de capture σ . Ce programme permet aussi de déterminer les plages des constantes de temps pour les différentes valeurs de température. Les constantes de temps de ces trois pièges ont été extraites dans une large gamme temporelle allant de 71ms à 221s. Dans une gamme temporelle allant de 1.89s à 202s, nous avons extrait des pièges de surface d'énergies d'activation 0.15 eV, 0.46 eV et 0.69 eV. Les gammes de température et temporelles des pièges extraits par l'A-DCTS ont été comparées avec celles extraites par les techniques DLTS, DCT, LFN et paramètre S.

Le vieillissement des composants HEMT GaN GH25 et GL2D en conditions opérationnelles RADAR pendant 12000h dans le cadre du projet PISTIS a généré des pièges situés à la surface et dans le buffer GaN. Les signatures de ces pièges ont été extraites par la technique athermique A-DCTS. Le step stress a été effectué sur des composants GH25 et GL2D selon trois protocoles : le step stress en augmentant la tension de drain V_{ds} de 40V à 60V avec un pas de 5 et un I_{dq} de 100mA, tout en fixant la température et la puissance d'entrée à 50 °C et 30 dBm respectivement ; le step stress recovery permettant de générer des pièges au niveau de la couche buffer GaN, dans ce cas de figure le recouvrement se fait à une tension de drain V_{ds} de 5V ; le dernier protocole consiste en l'application d'un stress DC à un $V_{ds} = 30V$ et un $I_{dq} = 6mA$ suivi d'un stress RF à différentes puissance d'entrée P_m . Le premier protocole a montré une légère diminution du courant de drain I_{ds} ainsi qu'une baisse du rendement PAE et du gain. Le protocole du step stress recovery n'a pas montré d'évolution significative des performances. Le step stress RF du composant GH25 a cependant montré une légère baisse du rendement et du gain. Deux pièges de buffer dans la structure du HEMT GaN GL2D ont été générés par le step stress recovery d'énergie d'activation 0.15 eV et 0.23 eV. Ces deux pièges ont été extraits dans une gamme temporelle allant de 70ms à 160ms. La littérature confirme que ces deux pièges (0.15 eV et 0.23 eV) correspondent à des défauts situés au niveau de la couche buffer GaN.

Pour clôturer ce projet de thèse, nous proposons quelques perspectives comme continuité de nos travaux. Dans cette thèse nous nous sommes concentrés sur les pièges présents à la surface et/ou dans la couche buffer du HEMT GaN GH25 et GL2D. Une

première perspective concerne le développement de nouveaux protocoles de caractérisation de pièges situés dans la couche AlGa_N et/ou le canal bidimensionnel d'électron. Les protocoles de mesure des pièges peuvent être modifiés pour caractériser les composants HEMT AlGa_N/Ga_N. Les résultats expérimentaux des différents pièges extraits par A-DCTS et la sonde atomique peuvent être comparés avec ceux extraits par simulation sur Silvaco. Nous proposons également de réaliser une simulation physique sur SILVACO en créant une structure similaire aux technologies GH25 et GL2D. Les pièges trouvés expérimentalement peuvent être injectés dans cette structure afin d'étudier leurs impacts sur les différents paramètres (indicateurs de pièges) : gate-lag, drain-lag, V_{th} , R_{ON} , G_m extraits des courbes I-V pulsées.

Bibliographie

- [1] Alexis Divay. *Etude de la fiabilité à long terme des transistors HEMT à base de GaN*. PhD thesis, 2015.
- [2] Fadi Nader Fouad Zaki. *Characterization, modeling and aging behavior of GaN power transistors*. Theses, Université Paris Saclay (COmUE), January 2018.
- [3] Julien Delprato. *Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S*. PhD thesis, 2016. Thèse de doctorat dirigée par Campovecchio, Michel et Barataud, Denis Electronique des hautes fréquences, photonique et systèmes Limoges 2016.
- [4] Matteo Meneghini, Nicolò Ronchi, Antonio Stocco, Gaudenzio Meneghesso, Umesh. K. Mishra, Yi Pei, and Enrico Zanoni. Investigation of Trapping and Hot-Electron Effects in GaN HEMTs by Means of a Combined Electrooptical Method. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 58(9) :2996–3003, September 2011.
- [5] Davide Bisi, Matteo Meneghini, Carlo de Santi, Alessandro Chini, Michael Dammann, Peter Bruckner, Michael Mikulla, Gaudenzio Meneghesso, and Enrico Zanoni. Deep-Level Characterization in GaN HEMTs-Part I : Advantages and Limitations of Drain Current Transient Measurements. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 60(10) :3166–3175, October 2013.
- [6] Matteo Meneghini, Isabella Rossetto, Davide Bisi, Antonio Stocco, Alessandro Chini, Alessio Pantellini, Claudio Lanzieri, Antonio Nanni, Gaudenzio Meneghesso, and Enrico Zanoni. Buffer Traps in Fe-Doped AlGa_N/Ga_N HEMTs : Investigation

- of the Physical Properties Based on Pulsed and Transient Measurements. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 61(12) :4070–4077, December 2014.
- [7] Julien Couvidat, Nandha Kumar Subramani, Ahmad Al Hajjar, Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, Nathalie Deltimple, and Raymond Quéré. Identification de pièges dans le buffer des HEMTs AlGa_N/Ga_N basée sur des mesures de paramètres S basse fréquence et sur des simulations physiques. In *20èmes Journées Nationales Microondes*, Saint-Malo, France, May 2017.
- [8] Christian Licoppe. Chapitre 5 - les premières années des recherches sur les semi-conducteurs et les "transistrons" au CNET (1946-1956). 14(1) :123–146.
- [9] D. W. Runton, B. Trabert, J. B. Shealy, and R. Vetry. History of Ga_N : High-power rf gallium nitride (Ga_N) from infancy to manufacturable process and beyond. *IEEE Microwave Magazine*, 14(3) :82–93, May 2013.
- [10] O Ambacher. Growth and applications of group III-nitrides. *Journal of Physics D : Applied Physics*, 31(20) :2653–2710, oct 1998.
- [11] Daniel Fritsch, Heidemarie Schmidt, and Marius Grundmann. Band-structure pseudopotential calculation of zinc-blende and wurtzite AlN, Ga_N, and InN. *Physical Review B*, 67(23) :235205, June 2003.
- [12] Nakkala. *pulsed I-V and RF characterization and modeling of AlGa_N/Ga_N HEMTs and graphene FETs*. PhD thesis, 2015. Thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [13] Leo Esaki. Long journey into tunneling. *Reviews of Modern Physics*, 46(2) :237–244, April 1974.
- [14] T. Mimura. The early history of the high electron mobility transistor (hemt). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3) :780–782, March 2002.
- [15] D. Delagebeaudeuf, P. Delescluse, P. Etienne, M. Laviron, J. Chaplart, and Nuyen T. Linh. Two-dimensional electron gas m.e.s.f.e.t. structure. *Electronics Letters*, 16(17) :667, 1980.

- [16] M. Asif Khan, J. N. Kuznia, D. T. Olson, W. J. Schaff, J. W. Burm, and M. S. Shur. Microwave performance of a 0.25 gate AlGa_N/Ga_N heterostructure field effect transistor. *Applied Physics Letters*, 65(9) :1121–1123, August 1994.
- [17] Matteo Meneghini, Isabella Rossetto, Carlo De Santi, Fabiana Rampazzo, Alaleh Tajalli, Alessandro Barbato, Maria Ruzzarin, Matteo Borga, Eleonora Canato, Enrico Zanoni, and Gaudenzio Meneghesso. Reliability and failure analysis in power Ga_N-HEMTs : An overview. In *2017 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)*, pages 3B-2.1–3B-2.8, Monterey, CA, USA, April 2017. IEEE.
- [18] H.L. Störmer, R. Dingle, A.C. Gossard, W. Wiegmann, and M.D. Sturge. Two-dimensional electron gas at a semiconductor-semiconductor interface. *Solid State Communications*, 29(10) :705 – 709, 1979.
- [19] James Ibbetson, Paul Fini, K. Ness, Steven Denbaars, James Speck, and U.K. Mishra. Polarization effects, surface states, and the source of electrons in AlGa_N/Ga_N heterostructure field effect transistors. *Applied Physics Letters*, 77, 07 2000.
- [20] O. Ambacher, B. Foutz, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, A. J. Sierakowski, W. J. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, A. Mitchell, and M. Stutzmann. Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGa_N/Ga_N heterostructures. *Journal of Applied Physics*, 87(1) :334–344, January 2000.
- [21] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra. The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGa_N/Ga_N HFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 48(3) :560–566, March 2001.
- [22] N. Moulitif, O. Latry, M. Ndiaye, T. Neveu, E. Joubert, C. Moreau, and J-F. Goupy. S-band pulsed-rf operating life test on AlGa_N/Ga_N HEMT devices for radar application. *Microelectronics Reliability*, 100-101 :113434, 2019. 30th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [23] H. Amano, N. Sawaki, I. Akasaki, and Y. Toyoda. Metalorganic vapor phase

- epitaxial growth of a high quality GaN film using an AlN buffer layer. *Applied Physics Letters*, 48(5) :353–355, February 1986.
- [24] Eric Feltin, B. Beaumont, M. Laügt, P. de Mierry, P. Vennéguès, H. Lahrèche, M. Leroux, and P. Gibart. Stress control in GaN grown on silicon (111) by metalorganic vapor phase epitaxy. *Applied Physics Letters*, 79(20) :3230–3232, November 2001.
- [25] Z.-Q. Fang, L. Polenta, J.W. Hemsky, and D.C. Look. Deep centers in as-grown and electron-irradiated n-GaN. In *2000 International Semiconducting and Insulating Materials Conference. SIMC-XI (Cat. No.00CH37046)*, pages 35–42, Canberra, ACT, Australia, 2000. IEEE.
- [26] S. Heikman, S. Keller, T. Mates, S.P. DenBaars, and U.K. Mishra. Growth and characteristics of Fe-doped GaN. *Journal of Crystal Growth*, 248 :513–517, February 2003.
- [27] A.E. Wickenden, D.D. Koleske, R.L. Henry, M.E. Twigg, and M. Fatemi. Resistivity control in unintentionally doped GaN films grown by MOCVD. *Journal of Crystal Growth*, 260(1) :54–62, January 2004.
- [28] S. C. Binari, K. Ikossi, J. A. Roussos, W. Kruppa, Doewon Park, H. B. Dietrich, D. D. Koleske, A. E. Wickenden, and R. L. Henry. Trapping effects and microwave power performance in AlGaIn/GaN HEMTs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 48(3) :465–471, March 2001.
- [29] Y. Dong, R. M. Feenstra, and J. E. Northrup. Oxidized GaN(0001) surfaces studied by scanning tunneling microscopy and spectroscopy and by first-principles theory. *Journal of Vacuum Science & Technology B : Microelectronics and Nanometer Structures*, 24(4) :2080, July 2006.
- [30] Gaudenzio Meneghesso, Matteo Meneghini, Davide Bisi, Isabella Rossetto, Andrea Cester, Umesh K Mishra, and Enrico Zanoni. Trapping phenomena in AlGaIn/GaN HEMTs : a study based on pulsed and transient measurements. *Semiconductor Science and Technology*, 28(7) :074021, July 2013.

- [31] T. Kikkawa, M. Nagahara, N. Okamoto, Y. Tatenno, Y. Yamaguchi, N. Hara, K. Joshin, and P. M. Asbeck. Surface-charge controlled AlGa_N/Ga_N-power HFET without current collapse and gm dispersion. In *International Electron Devices Meeting. Technical Digest (Cat. No.01CH37224)*, pages 25.4.1–25.4.4, Dec 2001.
- [32] Michael A. Reshchikov and Hadis Morkoç. Luminescence properties of defects in GaN. *Journal of Applied Physics*, 97(6) :061301, March 2005.
- [33] Y. S. Puzyrev, T. Roy, M. Beck, B. R. Tuttle, R. D. Schrimpf, D. M. Fleetwood, and S. T. Pantelides. Dehydrogenation of defects and hot-electron degradation in GaN high-electron-mobility transistors. *Journal of Applied Physics*, 109(3) :034501, February 2011.
- [34] Chris G. Van de Walle and Jörg Neugebauer. First-principles calculations for defects and impurities : Applications to III-nitrides. *Journal of Applied Physics*, 95(8) :3851–3879, April 2004.
- [35] K Laaksonen, M G Ganchenkova, and R M Nieminen. Vacancies in wurtzite GaN and AlN. *Journal of Physics : Condensed Matter*, 21(1) :015803, January 2009.
- [36] C. Wetzel, T. Suski, J. W. Ager III, E. R. Weber, E. E. Haller, S. Fischer, B. K. Meyer, R. J. Molnar, and P. Perlin. Pressure induced deep gap state of oxygen in GaN. *Phys. Rev. Lett.*, 78 :3923–3926, May 1997.
- [37] Chris G. Van de Walle. DX-center formation in wurtzite and zinc-blende Al_xGa_{1-x}N. *Phys. Rev. B*, 57 :R2033–R2036, Jan 1998.
- [38] J. L. Lyons, A. Janotti, and C. G. Van de Walle. Effects of carbon on the electrical and optical properties of InN, GaN, and AlN. *Phys. Rev. B*, 89 :035204, Jan 2014.
- [39] P B Klein and S C Binari. Photoionization spectroscopy of deep defects responsible for current collapse in nitride-based field effect transistors. *Journal of Physics : Condensed Matter*, 15(44) :R1641–R1667, November 2003.
- [40] J. Baur, M. Kunzer, K. Maier, U. Kaufmann, and J. Schneider. Determination of the GaN/AlN band discontinuities via the (-0) acceptor level of iron. *Materials Science*

- and Engineering : B*, 29(1) :61 – 64, 1995. European Materials Research Society 1994 Spring Meeting Symposium E : High Temperature Electronics : Materials, Devices and Applications.
- [41] R. Heitz, P. Maxim, L. Eckey, P. Thurian, A. Hoffmann, I. Broser, K. Pressel, and B. K. Meyer. Excited states of Fe^{3+} in GaN. *Phys. Rev. B*, 55 :4382–4387, Feb 1997.
- [42] Jing Lu, Mingzhi Gao, Jinyu Zhang, Yan Wang, and Zhiping Yu. First-principles calculations for effects of fluorine impurity in GaN. In *2008 International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices*, pages 233–236, Sep. 2008.
- [43] Ki-Ha Hong, Injun Hwang, Hyuk Soon Choi, Jaejoon Oh, Jaikwang Shin, U-In Chung, and Jongseob Kim. Impacts of fluorine on GaN high electron mobility transistors : Theoretical study. 4(11) :332–334, November 2010.
- [44] Thierry Goudon, Vera Miljanović, and Christian Schmeiser. On the shockley–read–hall model : Generation-recombination in semiconductors. *SIAM Journal on Applied Mathematics*, 67(4) :1183–1201, January 2007.
- [45] Maojun Wang and Kevin J. Chen. Kink Effect in AlGa_N/Ga_N HEMTs Induced by Drain and Gate Pumping. *IEEE Electron Device Letters*, 32(4) :482–484, April 2011.
- [46] Lihua Fu, Hai Lu, Dunjun Chen, Rong Zhang, Youdou Zheng, Tangsheng Chen, Ke Wei, and Xinyu Liu. Field-dependent carrier trapping induced kink effect in AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistors. *Applied Physics Letters*, 98(17) :173508, April 2011.
- [47] Bruce M. Paine. Scaling DC lifetests on Ga_N HEMT to RF conditions. *Microelectronics Reliability*, 55(12) :2499–2504, December 2015.
- [48] T. Mizutani, Y. Ohno, M. Akita, S. Kishimoto, and K. Maezawa. A study on current collapse in AlGa_N/Ga_N HEMTs induced by bias stress. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(10) :2015–2020, October 2003.

- [49] A. Sozza, C. Dua, E. Morvan, M. A. diForte-Poisson, S. Delage, F. Rampazzo, A. Tazzoli, F. Danesin, G. Meneghesso, E. Zanoni, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, B. Grimbert, and J. . De Jaeger. Evidence of traps creation in GaN/Al-GaN/GaN HEMTs after a 3000 hour on-state and off-state hot-electron stress. In *IEEE International Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest.*, pages 4 pp.–593, Dec 2005.
- [50] Abdelkader El Rafei, Guillaume Callet, Guillaume Mouginot, Jad Faraj, Sylvain Laurent, Michel Prigent, Raymond Quéré, Olivier 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 *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European*, pages 5–8, Manchester, United Kingdom, October 2011.
- [51] 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 44th European Microwave Conference*, pages 1408–1411, Rome, October 2014. IEEE.
- [52] L. Stuchlikova, J. Sebok, J. Rybar, M. Petrus, M. Nemeč, L. Harmatha, J. Benkova, J. Kovac, J. Skrinariova, T. Lalinsky, R. Paskiewicz, and M. Tlaczala. Investigation of deep energy levels in heterostructures based on GaN by DLTS. In *The Eighth International Conference on Advanced Semiconductor Devices and Microsystems*, pages 135–138, Smolenice, Slovakia, October 2010. IEEE.
- [53] Jungwoo Joh and Jesús A. del Alamo. A current-transient methodology for trap analysis for GaN high electron mobility transistors. *IEEE Trans. Electron Devices*, 58 :132–140, January 2011.
- [54] A. Chantre, G. Vincent, and D. Bois. Deep-level optical spectroscopy in GaAs. *Physical Review B*, 23(10) :5335–5359, May 1981.
- [55] C B Soh, S J Chua, H F Lim, D Z Chi, W Liu, and S Tripathy. Identification of

- deep levels in GaN associated with dislocations. *Journal of Physics : Condensed Matter*, 16(34) :6305–6315, sep 2004.
- [56] W. I. Lee, T. C. Huang, J. D. Guo, and M. S. Feng. Effects of column III alkyl sources on deep levels in GaN grown by organometallic vapor phase epitaxy. *Applied Physics Letters*, 67(12) :1721–1723, September 1995.
- [57] Young S. Park, Minyoung Lee, Kiyoun Jeon, Im T. Yoon, Yoon Shon, Hyunsik Im, C. J. Park, Hoon Y. Cho, and Myung-Soo Han. Deep level transient spectroscopy in plasma-assisted molecular beam epitaxy grown Al_{0.2}Ga_{0.8}N/GaN interface and the rapid thermal annealing effect. *Applied Physics Letters*, 97(11) :112110, September 2010.
- [58] M. Faqir, G. Verzellesi, F. Fantini, F. Danesin, F. Rampazzo, G. Meneghesso, E. Zanoni, A. Cavallini, A. Castaldini, N. Labat, A. Touboul, and C. Dua. Characterization and analysis of trap-related effects in AlGa_xN–Ga_{1-x}N HEMTs. *Microelectronics Reliability*, 47(9-11) :1639–1642, September 2007.
- [59] H.K. Cho, K.S. Kim, C.-H. Hong, and H.J. Lee. Electron traps and growth rate of buffer layers in unintentionally doped GaN. *Journal of Crystal Growth*, 223(1-2) :38–42, February 2001.
- [60] Shang Chen, Unhi Honda, Tatsunari Shibata, Toshiya Matsumura, Yutaka Tokuda, Kenji Ishikawa, Masaru Hori, Hiroyuki Ueda, Tsutomu Uesugi, and Tetsu Kachi. As-grown deep-level defects in n-GaN grown by metal–organic chemical vapor deposition on freestanding GaN. *Journal of Applied Physics*, 112(5) :053513, September 2012.
- [61] H. K. Cho, C. S. Kim, and C.-H. Hong. Electron capture behaviors of deep level traps in unintentionally doped and intentionally doped *n*-type GaN. *Journal of Applied Physics*, 94(3) :1485–1489, August 2003.
- [62] A. Hierro, S. A. Ringel, M. Hansen, J. S. Speck, U. K. Mishra, and S. P. DenBaars. Hydrogen passivation of deep levels in n-GaN. *Applied Physics Letters*, 77(10) :1499–1501, September 2000.

- [63] A. R. Arehart, T. Homan, M. H. Wong, C. Poblenz, J. S. Speck, and S. A. Ringel. Impact of N- and Ga-face polarity on the incorporation of deep levels in n-type GaN grown by molecular beam epitaxy. *Applied Physics Letters*, 96(24) :242112, June 2010.
- [64] A. R. Arehart, A. Corrion, C. Poblenz, J. S. Speck, U. K. Mishra, and S. A. Ringel. Deep level optical and thermal spectroscopy of traps in n-GaN grown by ammonia molecular beam epitaxy. *Applied Physics Letters*, 93(11) :112101, September 2008.
- [65] N. Sghaier, M. Trabelsi, N. Yacoubi, J.M. Bluet, A. Souifi, G. Guillot, C. Gaquière, and J.C. DeJaeger. Traps centers and deep defects contribution in current instabilities for AlGaN/GaN HEMT's on silicon and sapphire substrates. *Microelectronics Journal*, 37(4) :363–370, April 2006.
- [66] J. Osaka, Y. Ohno, S. Kishimoto, K. Maezawa, and T. Mizutani. Deep levels in n-type AlGaN grown by hydride vapor-phase epitaxy on sapphire characterized by deep-level transient spectroscopy. *Applied Physics Letters*, 87(22) :222112, November 2005.
- [67] A. Y. Polyakov, N. B. Smirnov, A. V. Govorkov, V. N. Danilin, T. A. Zhukova, B. Luo, F. Ren, B. P. Gila, A. H. Onstine, C. R. Abernathy, and S. J. Pearton. Deep traps in unpassivated and Sc₂O₃-passivated AlGaN/GaN high electron mobility transistors. *Applied Physics Letters*, 83(13) :2608–2610, September 2003.
- [68] A. R. Arehart, A. Sasikumar, G. D. Via, B. Winningham, B. Poling, E. Heller, and S. A. Ringel. Spatially-discriminating trap characterization methods for HEMTs and their application to RF-stressed AlGaN/GaN HEMTs. In *2010 International Electron Devices Meeting*, pages 20.1.1–20.1.4, San Francisco, CA, USA, December 2010. IEEE.
- [69] A. R. Arehart, A. A. Allerman, and S. A. Ringel. Electrical characterization of n-type Al_{0.30} Ga_{0.70} N Schottky diodes. *Journal of Applied Physics*, 109(11) :114506, June 2011.

- [70] A. Sasikumar, A. Arehart, S. A. Ringel, S. Kaun, M. H. Wong, U. K. Mishra, and J. S. Speck. Direct correlation between specific trap formation and electric stress-induced degradation in MBE-grown AlGa_N/Ga_N HEMTs. In *2012 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)*, pages 2C.3.1–2C.3.6, Anaheim, CA, USA, April 2012. IEEE.
- [71] A. R. Arehart, A. Sasikumar, G. D. Via, B. Winningham, B. Poling, E. Heller, and S. A. Ringel. Spatially-discriminating trap characterization methods for HEMTs and their application to RF-stressed AlGa_N/Ga_N HEMTs. In *2010 International Electron Devices Meeting*, pages 20.1.1–20.1.4, San Francisco, CA, USA, December 2010. IEEE.
- [72] S Martin-Horcajo, A Wang, A Bosca, M F Romero, M J Tadjer, A D Koehler, T J Anderson, and F Calle. Trapping phenomena in AlGa_N and InAl_N barrier HEMTs with different geometries. *Semiconductor Science and Technology*, 30(3) :035015, March 2015.
- [73] Nandha Kumar Subramani, Julien Couvidat, Ahmad Al Hajjar, Jean-Christophe Nallatamby, Didier Floriot, Michel Prigent, and Raymond Quere. Low-frequency noise characterization in Ga_N HEMTs : Investigation of deep levels and their physical properties. 38(8) :1109–1112.
- [74] A.R. Arehart, A. Sasikumar, G.D. Via, B. Poling, E.R. Heller, and S.A. Ringel. Evidence for causality between Ga_N RF HEMT degradation and the EC-0.57 eV trap in Ga_N. *Microelectronics Reliability*, 56 :45–48, January 2016.
- [75] Nandha Kumar Subramani, Julien Couvidat, Ahmad Al Hajjar, Jean-Christophe Nallatamby, Raphael Sommet, and Raymond Quere. Identification of Ga_N Buffer Traps in Microwave Power AlGa_N/Ga_N HEMTs Through Low Frequency S-Parameters Measurements and TCAD-Based Physical Device Simulations. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, 5(3) :175–181, May 2017.
- [76] A. Divay, M. Masmoudi, O. Latry, C. Duperrier, and F. Temcamani. An athermal

- measurement technique for long time constants traps characterization in GaN HEMT transistors. *Microelectronics Reliability*, 55(9-10) :1703–1707, August 2015.
- [77] Christophe Charbonniaud. *Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l’amplification de puissance micro-onde*. PhD thesis, 2005. Thèse de doctorat dirigée par Teyssier, Jean-Pierre et Quéré, Raymond Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Communications optiques et micro-ondes Limoges 2005.
- [78] Narayanan Ramanan, Bongmook Lee, and Veena Misra. Device modeling for understanding AlGa_N/Ga_N HEMT gate-lag. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 61(6) :2012–2018, June 2014.
- [79] Kazushige Horio, Atsushi Nakajima, and Keiichi Itagaki. Analysis of field-plate effects on buffer-related lag phenomena and current collapse in Ga_N MESFETs and AlGa_N/Ga_N HEMTs. *Semiconductor Science and Technology*, 24(8) :085022, August 2009.
- [80] J.G. Tartarin, S.D. Nsele, S. Piotrowicz, and S. Delage. Self-biasing effects induced by RF step-stress in Ka-band LNAs based on InAlN/Ga_N HEMT technology. In *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1409–1412, London, United Kingdom, October 2016. IEEE.
- [81] M. Gassoumi, J.M. Bluet, C. Gaquière, G. Guillot, and H. Maaref. Deep levels and nonlinear characterization of AlGa_N/Ga_N HEMTs on silicon carbide substrate. *Microelectronics Journal*, 40(8) :1161–1165, August 2009.
- [82] Matteo Meneghini, Alaleh Tajalli, Peter Moens, Abhishek Banerjee, Enrico Zanoni, and Gaudenzio Meneghesso. Trapping phenomena and degradation mechanisms in Ga_Nbased power HEMTs. *Materials Science in Semiconductor Processing*, 78 :118–126, May 2018.
- [83] W. Chikhaoui, J.M. Bluet, P. Girard, G. Bremond, C. Bru-Chevallier, C. Dua, and R. Aubry. Deep levels investigation of AlGa_N/Ga_N heterostructure transistors. *Physica B : Condensed Matter*, 404(23) :4877–4879, December 2009.

- [84] Xiang Zheng, Shiwei Feng, Yamin Zhang, Xin He, and Yu Wang. A new differential amplitude spectrum for analyzing the trapping effect in GaN HEMTs based on the drain current transient. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 64(4) :1498–1504, April 2017.
- [85] M. Caesar, M. Dammann, V. Polyakov, P. Waltereit, W. Bronner, M. Baeumler, R. Quay, M. Mikulla, and O. Ambacher. Generation of traps in AlGa_N/Ga_N HEMTs during rf-and dc-stress test. In *2012 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)*, pages CD.6.1–CD.6.5, April 2012.
- [86] M. Ľapajna, R. J. T. Simms, Y. Pei, U. K. Mishra, and M. Kuball. Integrated optical and electrical analysis : Identifying location and properties of traps in AlGa_N/Ga_N hemts during electrical stress. *IEEE Electron Device Letters*, 31(7) :662–664, July 2010.
- [87] Gaudenzio Meneghesso, Giovanni Verzellesi, Francesca Danesin, Fabiana Rampazzo, Franco Zanon, Augusto Tazzoli, Matteo Meneghini, and Enrico Zanoni. Reliability of GaN high-electron-mobility transistors : State of the art and perspectives. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 8(2) :332–343, June 2008.
- [88] Hervé Blanck, James R. Thorpe, Reza Behtash, Jörg Splettstößer, Peter Brückner, Sylvain Heckmann, Helmut Jung, Klaus Riepe, Franck Bourgeois, Michael Hosch, Dominik Köhn, Hermann Stieglauer, Didier Floriot, Benoît Lambert, Laurent Favede, Zineb Ouarch, and Marc Camiade. Industrial GaN FET technology. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2(1) :21–32, February 2010.
- [89] Hichame Maanane. *Etude de la fiabilité des transistors hyperfréquences de puissance dans une application RADAR en bande S*. PhD thesis, 2005. Thèse de doctorat dirigée par Marcon, Jérôme Physique Rouen 2005.
- [90] Sanchit Singhal, A Hanson, A Chaudhari, P Rajagopal, Tianfu Li, J Johnson, Walter Nagy, R Therrien, Cheolwoo Park, A Edwards, Edwin Piner, Kevin Linthicum, and I Kizilyalli. Qualification and reliability of a GaN process platform. 03 2021.

- [91] Enrico Zanoni, Matteo Meneghini, Alessandro Chini, Denis Marcon, and Gaudenzio Meneghesso. AlGaN/GaN-based HEMTs failure physics and reliability : Mechanisms affecting gate edge and schottky junction. *60(10) :3119–3131*.
- [92] Alessandro Chini, Fausto Fantini, Valerio Di Lecce, Michele Esposito, Antonio Stocco, Nicolo Ronchi, Franco Zanon, Gaudenzio Meneghesso, and Enrico Zanoni. Correlation between DC and rf degradation due to deep levels in AlGaN/GaN HEMTs. In *2009 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, pages 1–4. IEEE.
- [93] Jungwoo Joh and Jesus A. del Alamo. Mechanisms for electrical degradation of GaN high-electron mobility transistors. In *2006 International Electron Devices Meeting*, pages 1–4. IEEE.
- [94] H. Fukui. Thermal resistance of gaas field-effect transistors. In *1980 International Electron Devices Meeting*, pages 118–121, Dec 1980.
- [95] C. Abbate, F. Iannuzzo, and G. Busatto. Thermal instability during short circuit of normally-off AlGaN/GaN HFETs. *Microelectronics Reliability*, 53(9-11) :1481–1485, September 2013.
- [96] J.-B. Fonder, O. Latry, C. Duperrier, M. Stanislawiak, H. Maanane, P. Eudeline, and F. Temcamani. Compared deep class-AB and class-b ageing on AlGaN/GaN HEMT in s-band pulsed-RF operating life. *52(11) :2561–2567*.
- [97] Jungwoo Joh and Jesus A. del Alamo. RF power degradation of GaN High Electron Mobility Transistors. In *2010 International Electron Devices Meeting*, pages 20.2.1–20.2.4, San Francisco, CA, USA, December 2010. IEEE.
- [98] Bruce Paine, Steve Polmanter, Vincent Ng, Neil Kubota, and Carl Ignacio. Fast-pulsed characterization of RF GaN HEMTs in lifetest systems. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, PP :1–1, 11 2016.
- [99] M. Ruzzarin, M. Meneghini, A. Barbato, V. Padovan, O. Haeberlen, M. Silvestri, T. Detzel, G. Meneghesso, and E. Zanoni. Degradation Mechanisms of GaN HEMTs

- With p-Type Gate Under Forward Gate Bias Overstress. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 65(7) :2778–2783, July 2018.
- [100] Bruce M. Paine. Scaling dc lifetests on GaN HEMT to RF conditions. *Microelectronics Reliability*, 55(12, Part A) :2499 – 2504, 2015.
- [101] J. G. Tartarin, G. Astre, S. Karboyan, T. Noutsa, and B. Lambert. Generation-recombination traps in AlGa_N/Ga_N HEMT analyzed by time-domain and frequency-domain measurements : Impact of htrb stress on short term and long term memory effects. In *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, pages 1–4, April 2013.
- [102] M. Gassoumi, B. Grimbert, C. Gaquiere, and H. Maaref. Evidence of surface states for AlGa_N/Ga_N/SiC HEMTs passivated si₃n₄ by CDLTS. *Semiconductors*, 46(3) :382–385, March 2012.
- [103] Olivier Latry, Eric Joubert, Tristan Neveu, Niemat Moulitif, and Mohamed Ndiaye. Temperature estimation of high-electron mobility transistors AlGa_N/Ga_N. In *2018 19th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, pages 265–268, Marrakech, May 2018. IEEE.
- [104] Jungwoo Joh, JesÚs Alamo, Uttiya Chowdhury, Tso-Min Chou, Hua-Quen Tserng, and J. Jimenez. Measurement of channel temperature in Ga_N high-electron mobility transistors. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 56 :2895 – 2901, March 2010.
- [105] Bruce Paine, Thomas III, and Elizabeth Moore. Measurement of temperature in Ga_N HEMTs by gate end-to-end resistance. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 63 :1–8, 01 2016.
- [106] Agostino Benvegna, Davide Bisi, Sylvain Laurent, Matteo Meneghini, Gaudenzio Meneghesso, Jean-Luc Muraro, Denis Barataud, Enrico Zanoni, and Raymond Quere. Trap investigation under class AB operation in AlGa_N/Ga_N HEMTs based on output-admittance frequency dispersion, pulsed and transient measurements. In *2015 10th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pages 136–139. IEEE.

- [107] Shlomo Mehari, Arkady Gavrilov, Moshe Eizenberg, and Dan Ritter. Identification of energy and spatial location of electron traps in AlGa_N/Ga_N HFET structures. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 64(4) :1642–1646, April 2017.
- [108] M. Tapajna, R. J. T. Simms, M. Faqir, M. Kuball, Y. Pei, and U. K. Mishra. Identification of electronic traps in AlGa_N/Ga_N HEMTs using UV light-assisted trapping analysis. In *2010 IEEE International Reliability Physics Symposium*, pages 152–155. IEEE, May 2010.
- [109] O. Latry, A. Divay, D. Fadil, and P. Dherbécourt. Extraction of physical Schottky parameters using the Lambert function in Ni/AlGa_N/Ga_N HEMT devices with defined conduction phenomena. *Journal of Semiconductors*, 38(1) :014007, jan 2017.

Annexe 1 : Hauteur de barrière - Facteur d'idéalité

Afin d'extraire les paramètres hauteur de barrière ainsi que le facteur d'idéalité, O. Latry et al. ont présenté dans la référence [109] les différentes expressions explicites des phénomènes physique de conduction Schottky. Dans ce cas de figure, la fonction de Lambert avec les différents phénomènes de conduction a été utilisée pour expliquer la mesure de la diode Schottky par des mécanismes de transport physique.

En commençant par l'équation standard d'effet tunnel et en utilisant la fonction de Lambert, nous trouvons facilement l'expression correspondante :

$$I_{tu} = \frac{E_0}{qR_s} W_0 \left[\frac{qR_s}{E_0} I_t \exp \frac{q(V + I_t R_s)}{E_0} \right] - I_t \quad (3.1)$$

Avec E_0 est donnée par :

$$E_0 = E_{00} \coth \frac{E_{00}}{kT} \quad (3.2)$$

Où E_0 est l'énergie de tunnel (eV), E_{00} est la constante liée à l'expression WKB pour la transmission de la barrière (eV), I_t est le courant de saturation (A), R_s est la résistance à l'état passant, T est la température absolue, q est la charge électronique et k est la constante de Boltzmann.

L'équation de l'émission thermoionique est donnée par :

$$I_{te} = \frac{nkT}{qR_s} W_0 \left[\frac{qR_s}{nkT} I_s \exp \frac{q(V + I_t R_s)}{nkT} \right] - I_s \quad (3.3)$$

Avec I_s

$$I_s = A^* AT^2 \exp \frac{-q\phi_b}{kT} \quad (3.4)$$

Où ϕ_b est la hauteur de barrière effective entre le métal et le semiconducteur de type n (eV), A^* est la constante de Richardson et A est la surface effective de diode.

L'équation 3.3 a été implémentée dans un algorithme de levenberg-Marquardt dans le logiciel Origin (figure 3.57). Ce dernier permet de proposer le facteur d'idéalité, la hauteur de barrière stocke ces paramètres dans l'arborescence du logiciel Origin.

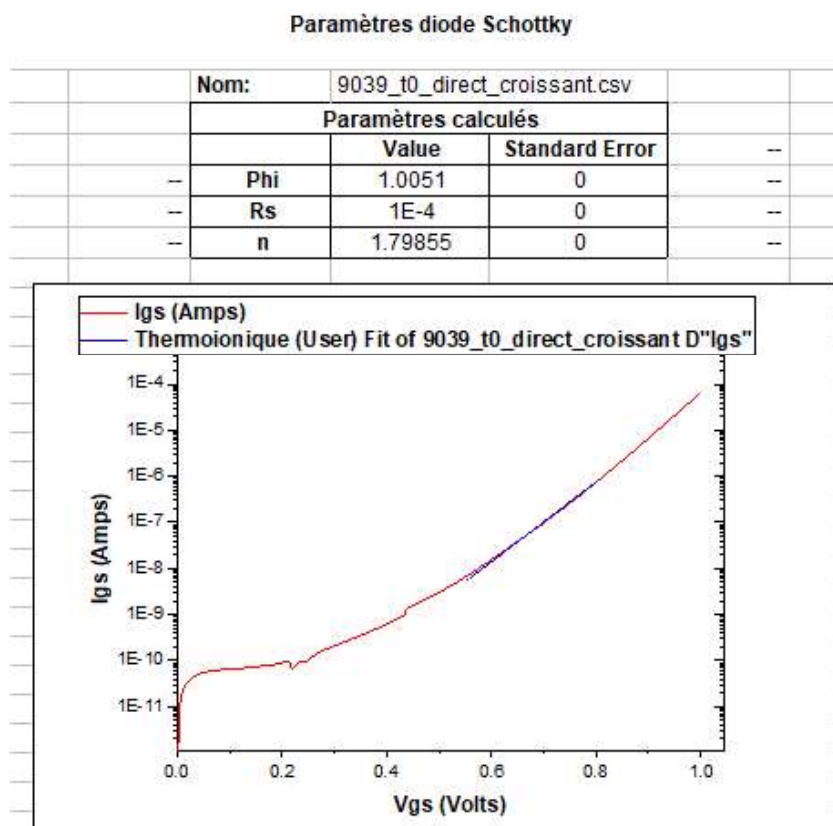


FIGURE 3.57 – Estimation des paramètres la hauteur de barrière ϕ_b et le facteur d'idéalité n .

Annexe 2 : Estimation de la tension de seuil V_{th}

L'extraction de la tension de seuil V_{th} se fait sur la caractéristique $I_{ds} - V_{gs}$ à un point de repos (0 V, 0 V) sur une plage relativement linéaire au-delà du coude. La régression linéaire dans cette zone, comme le montre la figure 3.58, permet de déterminer une équation de droite. Le terme constant de cette dernière correspond à une définition de la tension de seuil V_{th} . Dans cette étude, la mesure à t_0 est utilisée comme référence. Après vieillissement, le V_{th} évolue et les mesures faites après vieillissement ont été exprimées en écart par rapport à la mesure faite à t_0 .

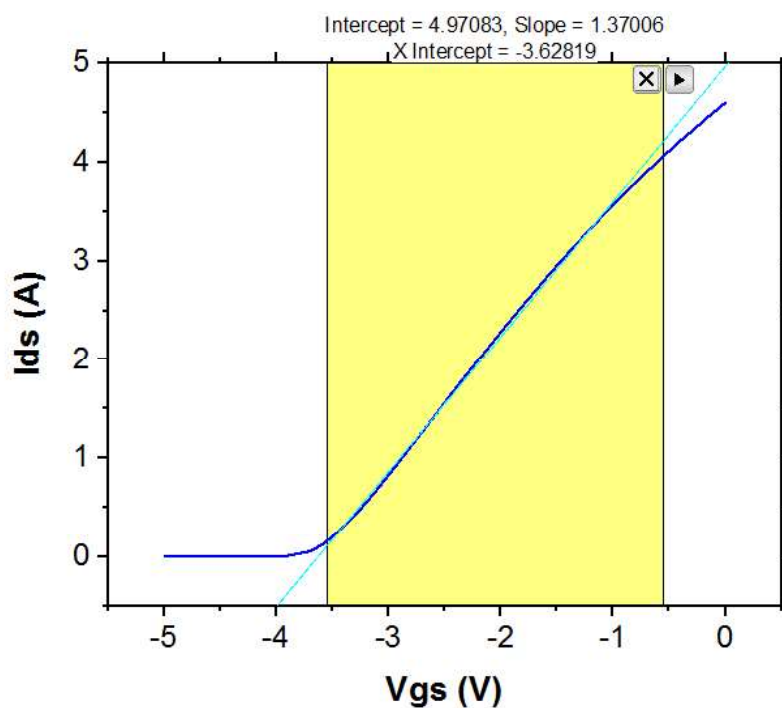


FIGURE 3.58 – Estimation de la tension de seuil V_{th} .

Annexe 3 : Energie d'activation - Section efficace

L'énergie d'activation et la section efficace de capture du piège sont déterminées en traçant $\ln(\tau T^2)$ en fonction de $k_b T$. Le tracé de la droite de régression révélera l'énergie d'activation E_a du piège : la pente de la droite (figure 3.59).

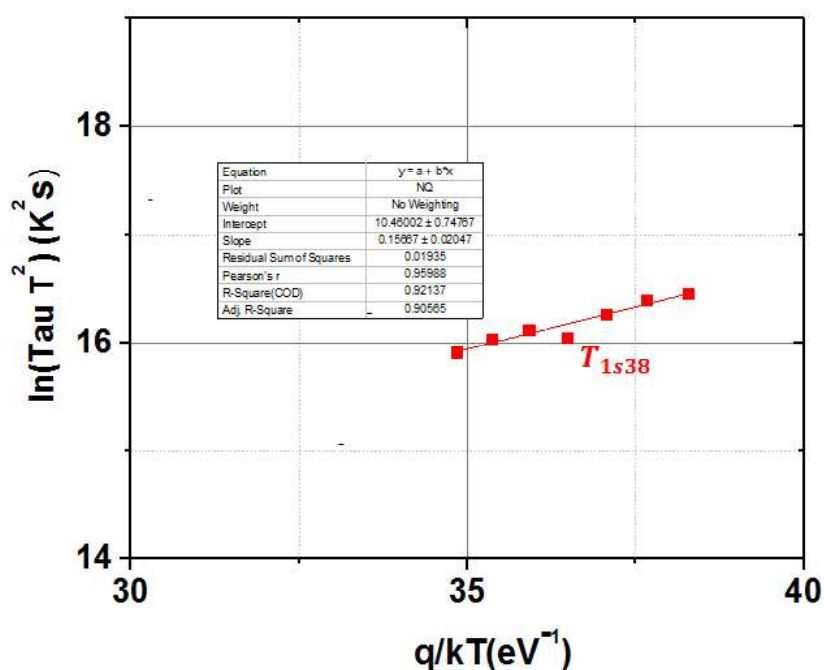


FIGURE 3.59 – Exemple de diagramme d'Arrhénius pour l'extraction de l'énergie d'activation et la section efficace de capture.

La section efficace de capture est déterminée en utilisant l'ordonnée à l'origine extrapolée Z :

$$\ln(\tau T^2) = \frac{E_a}{k_b T} + \ln\left(\frac{g T^2}{\sigma_n N_c v_{th}}\right) \quad (3.5)$$

Avec

$$N_c = 2 \left(\frac{2\pi m^* k_b T}{h^2}\right)^{\frac{3}{2}} \quad M_c = 4.3 \cdot 10^{20} T^{\frac{3}{2}} m^{-3} \quad (3.6)$$

Où $m^* = 0.2m_0$ est la masse effective dans le GaN, $k_b = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, $h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-1}$ est la constante de Planck, $M_c = 1$ est le nombre de vallées dans la bande de conduction, $v_{th} = 1.5 \cdot 10^4 \text{ T}^{\frac{1}{2}} \text{ m s}^{-1}$ est la vitesse thermique.

$$Z = \ln\left(\frac{gT^2}{\sigma_n N_c v_{th}}\right) \Leftrightarrow \sigma_n = \frac{gT^2}{\exp(Z) N_c v_{th}} \Leftrightarrow \sigma_n = \frac{1}{\exp(Z) 6.5 \cdot 10^{20}}$$

Étude des phénomènes de piégeage sur la fiabilité à long terme des transistors à haute mobilité électronique en Nitrure de Gallium

Résumé

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier les phénomènes de piégeage présents dans la structure des transistors à haute mobilité électronique (HEMT) en Nitrure de Gallium (GaN) des deux technologies GH25 et GL2D. Le travail présenté dans ce mémoire se compose de deux grandes parties. Dans la première partie, nous présentons la technique athermique A-DCTS ainsi que les protocoles développés pour la caractérisation des pièges situés à la surface et/ou dans le buffer GaN. Dans la deuxième partie, nous étudions l'évolution des pièges générés par un vieillissement à long terme (12000h) en conditions opérationnelles RADAR et par step stress des composants GH25 et GL2D.

Mots de clés : Fiabilité, phénomènes de piégeage, gate-lag, drain-lag, caractérisation athermique, A-DCTS, mode opérationnel RADAR.

Study of the trapping phenomena on the long-term reliability of Gallium Nitride high electron mobility transistors

Abstract

The main objective of this thesis is to study the trapping phenomena present in the structure of Gallium Nitride (GaN) high electron mobility transistors (HEMT) of both GH25 and GL2D technologies. The work presented in this thesis consists of two main parts. In the first part, we present the athermal A-DCTS technique as well as the protocols developed for the characterization of the traps located at the surface and/or in the GaN buffer. In the second part, we study the evolution of the traps generated by a long term aging (12000h) in RADAR operational conditions and by step stress of the GH25 and GL2D components.

Keywords : reliability, trapping phenomena, gate-lag, drain-lag, athermal characterization, A-DCTS, RADAR operational mode.