



HAL
open science

Étude de la fiabilité à long terme des transistors HEMT à base de GaN

Alexis Divay

► **To cite this version:**

Alexis Divay. Étude de la fiabilité à long terme des transistors HEMT à base de GaN. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Rouen, 2015. Français. NNT: . tel-01280441

HAL Id: tel-01280441

<https://hal.science/tel-01280441>

Submitted on 29 Feb 2016

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.

THESE

Pour obtenir le grade de Docteur

opéré par l'Université de Rouen

Spécialité Physique

Etude de la fiabilité à long terme des transistors HEMT à base de GaN

Présentée et soutenue publiquement par
Alexis DIVAY

Thèse soutenue publiquement le 30 octobre 2015
devant le jury composé de

Jean-Guy TARTARIN	Professeur, LAAS-CNRS, Toulouse	Rapporteur
Nathalie MALBERT	Professeur, IMS-CNRS, Bordeaux	Rapporteur
Olivier LATRY	Maître de conférences HDR, GPM-CNRS, Rouen	Directeur de thèse
Raymond QUERE	Professeur, XLIM-CNRS, Limoges	Président
Cédric DUPERRIER	Maître de conférences, ETIS-CNRS, ENSEA, Cergy-Pontoise	Examineur
Farid TEMCAMANI	Professeur, QUARTZ, Cergy-Pontoise	Examineur
Christian MOREAU	Ingénieur, DGA MI, Bruz	Invité
Benoit LAMBERT	Ingénieur, UMS, Villebon-sur-Yvette	Invité
Philippe EUDELIN	Ingénieur, Thalès Air Systems, Ymare	Invité

Thèse dirigée par Olivier LATRY et co-encadrée par Cédric DUPERRIER et Farid TEMCAMANI,
laboratoire GPM

UNIVERSITÉ DE ROUEN
ÉCOLE DOCTORALE SPMII

Sciences Physiques, Mathématiques et de l'Information pour l'Ingénieur

T H È S E

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Rouen

Discipline : PHYSIQUE

**Spécialité : GÉNIE ÉLECTRIQUE, ÉLECTRONIQUE, PHOTONIQUE
ET SYSTÈMES**

Présentée et soutenue publiquement le 30 octobre 2015 par

Alexis DIVAY

**Etude de la fiabilité à long terme des transistors
HEMT à base de GaN**

Thèse dirigée par Olivier LATRY
et co-encadrée par Cédric DUPERRIER et Farid TEMCAMANI

Version définitive

Membres du Jury :

Jean-Guy TARTARIN	Professeur, LAAS - CNRS, Toulouse	Rapporteur
Nathalie MALBERT	Professeur, IMS - CNRS, Bordeaux	Rapporteur
Olivier LATRY	Maître de conférences HDR, GPM - CNRS, Rouen	Directeur
Raymond QUÉRÉ	Professeur, XLIM - CNRS, Limoges	Examinateur
Cédric DUPERRIER	Maître de conférences, ETIS - CNRS, ENSEA - Cergy-Pontoise	Examinateur
Farid TEMCAMANI	Professeur, Quartz, Cergy-Pontoise	Examinateur
Christian MOREAU	Ingénieur, DGA MI, Bruz	Invité
Benoit LAMBERT	Ingénieur, UMS, Villebon-sur-Yvette	Invité
Philippe EUDELIN	Ingénieur, Thalès Air Systems, Ymare	Invité

Remerciements

Ce travail a été préparé en collaboration entre les laboratoires GPM (*Groupe de Physique des Matériaux*) et ETIS (*Équipes Traitement de l'Information et Systèmes*) de l'Université de Rouen et de l'Université de Cergy-Pontoise respectivement. A ce titre, je tiens à remercier Monsieur le Professeur Philippe PAREIGE, directeur du GPM, pour m'avoir permis de conduire mes travaux de recherche dans d'excellentes conditions. Je remercie également Monsieur le Professeur Mathias Quoy, directeur d'ETIS, pour m'avoir autorisé l'accès au logiciel ADS à travers l'ENSEA.

Que Monsieur le Professeur Raymond QUERE de l'Université de Limoges trouve ici l'expression de ma considération pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury. J'exprime ma plus vive reconnaissance à Monsieur le Professeur Jean-Guy TARTARIN ainsi que Madame le Professeur Nathalie MALBERT pour m'avoir fait l'honneur de juger ce travail en qualité de rapporteurs ainsi que pour nos échanges sur mes travaux. Je remercie chaleureusement Christian MOREAU pour l'appui financier de la Direction Générale de l'Armement ainsi que son suivi et ses remarques précieuses pendant ces trois années.

Ma reconnaissance va également à Monsieur Benoit LAMBERT, ingénieur fiabilité à United Monolithic Semiconductors pour le partage d'informations ainsi que le retour critique constructif lors des réunions de suivi de mon travail. Ce projet n'aurait pas été possible sans le concours technique et financier de Thalès (ce dernier point se retrouvant via le co-financement DGA - région Haute-Normandie). A ce titre, je souhaite remercier chaleureusement Monsieur Philippe EUDELIN, Directeur Technique à THALES Air Systems.

Je tiens à remercier Monsieur Farid TEMCAMANI, Professeur à l'ENSEA et Monsieur Cédric DUPERRIER, Maître de conférences à l'ENSEA pour leur suivi et leur disponibilité. Je leur dois mon intérêt pour la modélisation de composants hyperfréquences. Les formations à l'ENSEA m'ont notamment permis de me former à l'utilisation d'ADS ainsi qu'à la conception d'amplificateurs RF. Mes différents passages au laboratoire ETIS ont été très enrichissants sur les plans personnel et scientifique.

Mes profonds remerciements vont naturellement à Olivier LATRY, Maître de conférences HDR à l'Université de Rouen pour la confiance qu'il a placée en moi afin de mener ce travail. Nos échanges ont été extrêmement enrichissants et ont rendu nos séances de travail très productives. Tes fameux *3C* resteront dans ma mémoire : compétence, confiance et convivialité. Cette devise permet à l'équipe ERDEFI d'avancer dans ses recherches dans d'excellentes conditions de travail et ont rendu ces trois années inoubliables.

Je souhaite remercier Célia CASTRO et Fabien CUVILLY, membres du service technique du GPM, sans qui les analyses physiques n'auraient pas été possibles.

Ma gratitude s'étend naturellement à Eric JOUBERT, Pascal DHERBECOURT et Mohamed MASMOUDI, Maîtres de conférences au GPM, pour leurs conseils et astuces bien avisés

sur la réduction de bruit dans les mesures et la génération des routines sous LabVIEW.

Les débuts de thèse ne sont pas toujours évidents. Je voudrais donc exprimer ma profonde gratitude envers Jean-Baptiste FONDER, qui m'a accompagné en particulier pour la conception et la réalisation des amplificateurs. Tes explications didactiques sur les tubes à vide et les amplis audio resteront dans ma mémoire !

Ces trois années auraient été bien moins agréables sans la présence de mes camarades de bureau qui servent la science (et c'est leur joie). Merci donc à Jonathan EMO, normand pur souche délocalisé vers des contrées plus arides. J'espère que ton genou s'est bien remis de ta collision avec l'auto-tamponneuse ! Merci à Nicolas Maat, le chirurgien du micromanipulateur. Bien que nos essais à la laque d'argent n'aient pas été fructueux, tu as consacré du temps et de l'énergie pour m'aider lors des campagnes de photoémission. Merci à Maher MOUNIB, bronze V forever. Ne t'en fais pas, un jour tu auras ta place parmi les PGM...

Merci à Andres ECHEVERRI, mon compagnon d'infortune électronicien. Nos discussions musicales et scientifiques autour d'un café ont grandement contribué à ma bonne humeur pendant la rédaction !

Merci aussi à Charly MOUGEL, mon vosgien préféré. Je pense que nous avons appris l'un de l'autre tous les deux (question répartie en particulier). Qui sait, *collègue*, peut-être qu'un jour tu réussiras à prendre ta revanche sur Quake...ou pas ! Surtout, prépare-toi bien pour le mois de juillet !

Mes remerciements vont aussi à Manon, Niemat, Safa, Norman (le normand), Georges, Arsène, Claire et Florian en leur souhaitant bon courage pour la suite.

Je tiens à remercier mes parents, Jean-Claude et Annie, pour leur soutien pendant ces longues années d'études ainsi que pour m'avoir donné l'envie d'aller toujours plus loin. Merci aussi à ma sœur Bérengère, à mes amis Damien et Steven, pour leurs encouragements.

Enfin, je dédie ce travail à Camille, qui m'a accompagné tout au long de cette aventure. Tu as toujours été là lors des moments de doute et tu as su trouver les mots pour me relancer à chaque fois. Merci.

Table des matières

Introduction générale	1
1 État de l'art sur les technologies HEMT GaN	3
1.1 Généralités sur les HEMTs AlGaN/GaN	3
1.1.1 Les propriétés du GaN	3
1.1.1.1 Propriétés générales	3
1.1.2 Polarisation spontanée et piézoélectrique dans le GaN	5
1.1.2.1 Polarisation spontanée	5
1.1.2.2 Polarisation piézoélectrique	5
1.1.3 Le HEMT AlGaN/GaN	6
1.1.3.1 Structure classique du composant	6
1.1.4 Le contact Schottky	7
1.1.4.1 Conduction Thermoïonique	12
1.1.4.2 Conduction par effet tunnel	12
1.1.4.3 Les réalités d'une jonction Schottky	13
1.2 Historique du développement des HEMTs	14
1.3 Evolution des densités de puissance dans les applications radiofréquences	17
1.4 Problématique de la fiabilité pour les composants RF	19
1.4.1 L'intérêt du retour d'expérience	19
1.4.2 Les bases d'une étude de fiabilité d'un composant	19
1.4.2.1 La courbe en <i>baignoire</i>	21
1.4.2.2 Les lois de vieillissement usuelles	23
1.4.2.3 Les dégradations dans les composants électroniques	25
1.4.3 Mécanismes de dégradation relatifs à la technologie GaN	31
1.4.3.1 Mécanismes de dégradation activés par la température	32
1.4.3.2 Mécanismes de dégradation activés par le courant électrique	34
1.4.3.3 Mécanismes de dégradation activés par le champ électrique	35
1.5 Mécanismes de piégeage	38
1.5.1 Éléments de théorie sur l'émission et la capture des pièges	38
1.5.2 Les pièges dans les HEMTs AlGaN/GaN et leurs conséquences	42
1.6 Conclusions du chapitre	48
2 Caractérisation électrique et thermique des GH50	51
2.1 Introduction	51
2.2 Description du composant d'étude	51
2.2.1 Description générale	52
2.2.2 Description topologique	53
2.3 Caractérisation entrée/sortie	59
2.3.1 Réseau $I_{DS}-V_{DS}$ pulsé	59
2.3.2 Mesures $I_{DS}-V_{GS}$	62

2.3.3	Extraction de la transconductance	62
2.4	Caractérisation en mode diode	64
2.4.1	Extraction des paramètres Schottky	64
2.4.2	Mesures de diodes sur des composants neufs	68
2.4.3	Investigations sur le phénomène de belly shape	72
2.5	Extraction des paramètres thermiques du composant	77
2.5.1	Mesure électrique de la résistance thermique	78
2.6	Caractérisation hyperfréquence	79
2.6.1	Conception d'un amplificateur dédié à l'étude du vieillissement	80
2.6.2	Réalisation des amplificateurs	81
2.6.3	Caractéristiques P_{in} - P_{out} , gain et rendement des amplificateurs	82
2.7	Conclusions du chapitre	85
3	Banc athermique de caractérisation des pièges longs	87
3.1	Descriptif des mesures de transitoires existantes	87
3.1.1	Les techniques DLTS et I-DLTS	87
3.1.2	La mesure par Deep Level Optical Spectroscopy	89
3.1.3	La mesure de bruit basse fréquence appliquée aux mesures de pièges	90
3.1.3.1	Le bruit thermique	90
3.1.3.2	Le bruit de grenaille ou <i>shot noise</i>	91
3.1.3.3	Le bruit en $1/f$	91
3.1.3.4	Le bruit de génération-recombinaison	92
3.1.3.5	Principe de la mesure de bruit BF	93
3.1.4	L'application de ces mesures dans le cadre des composants de puissance hyperfréquence	94
3.2	Méthodes d'extractions des pièges	94
3.2.1	Base de N exponentielles	95
3.2.2	Calcul de $dI_d/d\log(t)$	95
3.2.3	Algorithmes de Prony et Levenberg-Marquardt	97
3.2.4	Comparaison entre les différentes méthodes d'extraction	99
3.3	Écriture de $I_{DS}(t)$ dans un HEMT en fonction des pièges	100
3.3.1	Écriture du courant en zone ohmique	101
3.3.2	Écriture du courant en zone saturée	104
3.4	Simulation d'un transitoire de courant	106
3.4.1	Modèle simplifié de la source de courant du GH50	106
3.4.2	Simulation d'un transitoire de courant prenant en compte les effets thermiques	110
3.4.3	Le principe de la mesure de piège athermique : A-DCTS	111
3.4.4	Simulation de transitoires de courant en mode pulsé : A-DCTS	113
3.5	Mesures de pièges sur le GH50	115
3.5.1	Mise en place du banc de mesure athermique A-DCTS	115
3.5.2	Extraction des pièges via la technique A-DCTS	116
3.5.2.1	Protocole de mesure $V_{GSh} = 0V$ et $V_{DS} = 10 V$	117
3.5.2.2	Protocole de mesure $V_{GSh} = -1V$ et $V_{DS} = 10 V$	119

3.5.2.3	Protocole de mesure V_{GS} proche du pincement et $V_{DS} = 10$ V	120
3.5.2.4	Protocole de mesure V_{GS} proche du pincement et $V_{DS} = 0.5$ V	122
3.5.2.5	Synthèse des mesures de pièges par A-DCTS	123
3.5.3	Mesures de bruit basse fréquence	124
3.6	Conclusions du chapitre	125
4	Vieillessement des GH50 en fonctionnement RF	127
4.1	Introduction	127
4.2	Les types de vieillissement usuels	127
4.2.1	Les tests en "amont" d'une étude de fiabilité	128
4.2.2	Les tests radio-fréquences	129
4.3	Présentation du banc de vieillissement RF-HTOL et profil de mission accéléré	129
4.3.1	Description du banc de vieillissement pulsed-RF-HTOL	129
4.3.2	Calibration du banc	131
4.3.3	Suivi du vieillissement	132
4.3.4	Mesures de reprise mises en œuvre et profil de mission accéléré	132
4.3.5	Performance du circuit avant/après vieillissement	134
4.4	Estimation de la fiabilité du GH50	135
4.4.1	Vieillessement à $V_{DS0} = 50$ V, $T_C = 160^\circ\text{C}$	136
4.4.1.1	Suivi des évolutions au cours du vieillissement	136
4.4.1.2	Mesures de puissance RF avant et après vieillissement	138
4.4.1.3	Mesures de diode	140
4.4.1.4	Mesures IV pulsé	143
4.4.1.5	Synthèse du vieillissement à $V_{DS0} = 50$ V, $T_C = 160^\circ\text{C}$	145
4.4.2	Vieillessement à $V_{DS0} = 60$ V, $T_C = 150^\circ\text{C}$	145
4.4.2.1	Suivi des évolutions au cours du vieillissement	145
4.4.2.2	Mesures de puissance RF avant et après vieillissement	146
4.4.2.3	Mesures de diode et évolution du <i>belly-shape</i> en vieillissement	149
4.4.2.4	Mesures IV pulsé	155
4.4.2.5	Mesures de pièges par A-DCTS sur un composant vieilli	159
4.4.2.6	Synthèse du vieillissement à $V_{DS0}=60$ V, $T_C=150^\circ\text{C}$	162
4.4.3	Synthèse et hypothèses sur le vieillissement du GH50	162
4.5	Analyse non destructive d'un composant dégradé	164
4.5.1	Principe du microscope à émission de photons	164
4.5.2	Analyse d'un composant dégradé par émission de photons	165
4.5.2.1	Mesures de photo-émission en mode transistor	166
4.5.2.2	Mesures de photo-émission en mode diode grille-drain	169
4.5.2.3	Traitement spectral des spots de photo-émission	169
4.6	Conclusion du chapitre	171
	Conclusion générale et perspectives	173
	Publications relatives à ce travail	177

Annexe	179
Bibliographie	193

Introduction générale

Le développement des systèmes de télécommunication incite à l'augmentation des fréquences utilisées afin d'augmenter les débits de données. La mise en place de la 4G a notamment nécessité l'ouverture d'une bande de fréquence autour de 2.6 GHz en France. De la même manière, les systèmes RADAR utilisent les bandes de fréquences supérieures pour les applications à forte résolution spatiale telles que les RADAR anti-collision (domaine automobile par exemple), la télémétrie de précision ou les RADAR 3D. Cependant, les propriétés d'absorption et de diffraction de l'atmosphère terrestre sont accrues avec la fréquence des signaux électromagnétiques. Il sera donc nécessaire d'augmenter la puissance envoyée par les systèmes tout en garantissant un encombrement le plus réduit possible.

Afin de poursuivre cet effort d'innovation, les transistors utilisés dans ces applications doivent donc être capables de fonctionner à des fréquences et des densités de puissances plus importantes. Les technologies à base de silicium représentent l'immense majorité du marché des semi-conducteurs. Cependant, le faible champ de claquage de ce matériau va limiter les tensions utilisables et donc la puissance maximale fournie par le dispositif. Il est donc nécessaire de trouver un composant fiable et permettant d'augmenter fortement la densité de puissance utilisable dans ces systèmes.

Pour répondre à ces besoins, de nouvelles technologies à base de semi-conducteurs III-V voient le jour. Les HEMTs en nitrure de gallium (GaN) sont récemment sortis sur le marché pour les applications hyperfréquences de forte puissance. La réalisation d'amplificateurs plus performants est assurée par les qualités intrinsèques de ce matériau : Une conductivité thermique, un champ de claquage et une mobilité électronique élevés. La maîtrise de cette technologie est donc un enjeu important pour le développement de systèmes nécessitant de fortes puissances aux fréquences microondes.

Cette technologie est néanmoins récente. Le manque de retour d'expérience à ce jour sur les HEMTs GaN incite à la fois les industriels et les académiques à étudier les phénomènes parasites et les mécanismes de dégradation afin de garantir la fiabilité à long terme de ce type de composants. Ces phénomènes parasites tels que les pièges peuvent en effet dégrader les performances du dispositif, que cet impact soit réversible ou non.

Ce travail se focalise donc sur l'étude de la fiabilité à long terme des transistors HEMT en GaN pour les applications RADAR, en particulier sur une filière de la société UMS (United Monolithic Semiconductors). En plus d'une étude de vieillissement sur 3500h, les phénomènes parasites de pièges seront analysés avec le développement d'une mesure athermique de pièges longs : La A-DCTS. Cette méthode de mesure permettra de caractériser l'état de piégeage dans le composant avant et après vieillissement pour observer une éventuelle dérive de celui-ci. Cette analyse du vieillissement apportera des éléments de réponses quant à la tenue de la filière d'UMS sur le long terme en conditions proches de l'opérationnel.

Dans un premier temps, un état de l'art sur les technologies HEMT GaN sera présenté.

Les propriétés générales de ce matériau, la structure classique du composant ainsi que ses mécanismes de fonctionnement seront explicités. Un bref historique du développement de cette filière technologique et de l'évolution des densités de puissance dans les applications radio-fréquences seront donnés. Après quelques notions sur la fiabilité dans les composants micro-électroniques, les mécanismes de dégradation liés aux HEMT GaN seront étudiés. Enfin, les mécanismes de piégeage dans ces composants seront abordés.

Le deuxième chapitre traitera des premières caractérisations effectuées sur le composant d'étude. Une description générale puis topologique sera effectuée avant la présentation des premières mesures électriques statiques en IV pulsé ainsi qu'en mode diode. La résistance thermique du composant sera ensuite extraite expérimentalement. Des amplificateurs dédiés à l'étude du vieillissement seront conçus, réalisés et caractérisés afin de permettre le vieillissement des transistors dans des conditions proches de l'opérationnel.

Le troisième volet de cette étude sera quant à lui dédié à l'étude des pièges dans la structure du composant. Un descriptif des mesures existantes sera mené avant la comparaison des diverses méthodes d'extraction des constantes de temps des pièges à partir de transitoires de courant. Le principe de la mesure par A-DCTS sera présenté et validé par la simulation de transitoires avant la présentation des résultats de mesure sur le GH50.

Enfin, la dernière partie de cette étude traitera du vieillissement des GH50 en fonctionnement radio-fréquence. Le banc de mesure utilisé au laboratoire sera présenté avec sa procédure de calibration avant la présentation des résultats selon deux profils de vieillissement. Pour terminer, les composants seront analysés en photo-émission afin de localiser d'éventuels défauts.

État de l'art sur les technologies HEMT GaN

1.1 Généralités sur les HEMTs AlGaN/GaN

Les domaines des télécommunications, du spatial et de la défense ont un besoin croissant en terme de puissance et de fréquence sur leurs composants. La technologie des transistors à haute mobilité électronique (HEMT) en Arséniure de Gallium (GaAs) a permis pendant un temps d'améliorer grandement ces caractéristiques. Cependant, les nécessités en puissance ne peuvent plus être satisfaites par ces composants. La filière HEMT en Nitrure de Gallium (GaN) est donc la candidate idéale pour lui succéder. Les propriétés de ce matériau permettent à ces composants d'avoir une meilleure tenue en tension ainsi qu'une bonne gestion thermique, permettant un nouveau saut en densité de puissance.

Cette technologie bien que prometteuse reste encore jeune et le manque de retour d'expérience sur sa tenue dans le temps est actuellement une interrogation importante. En effet, les conditions opérationnelles étant plus intenses en terme de tension de drain, de champ électrique et de température apportent des phénomènes de dégradation nouveaux. Il est important de les identifier pour prévoir le comportement de ces transistors pendant leur utilisation à long terme. De plus, les phénomènes parasites de piégeage, dus à la jeunesse de la technologie, viennent se rajouter à la complexité de leur comportement.

Ce premier chapitre traitera donc de l'état de l'art sur les HEMT AlGaN/GaN. Tout d'abord, les propriétés générales du nitrure de gallium seront abordées afin d'assimiler les phénomènes physiques nécessaires à la compréhension du fonctionnement de ces composants. Ensuite, nous étudierons la structure du HEMT AlGaN/GaN ainsi que son principe de fonctionnement. Après un retour sur l'historique de développement de ces composants ainsi qu'une observation de l'évolution des densités de puissances atteintes, la problématique de la fiabilité pour ces transistors et les effets de piégeage seront abordés.

1.1.1 Les propriétés du GaN

1.1.1.1 Propriétés générales

Le nitrure de gallium est un semi-conducteur grand gap ($E_g = 3.4$ eV) utilisé à la fois en optoélectronique pour obtenir une longueur d'onde dans le bleu (technologies Blu-ray) et dans les composants de puissance. Son grand gap lui confère notamment un grand champ de claquage, permettant ainsi la fabrication de composants soutenant des tensions fortement

Matériau	GaN	GaAs	Si	4H-SiC	C-diamant
E_g (eV) à 300K	3.39	1.42	1.12	3.23	5.46
E_{BR} (kV.cm ⁻¹)	3300	400	300	3000	10000-100000
V_{SAT} (cm.s ⁻¹)	$2.6 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$1 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$
μ (cm ² .V ⁻¹ .s ⁻¹)	1000	8500	1400	800	≤ 2200
$m_{e^-}^*$ à 300K	$0.2m_0$	$0.063m_0$	$0.98m_0$	$0.29m_0$	$0.57m_0$
ϵ/ϵ_0	8.9	12.9	11.7	9.7	5.7
λ (W.cm ⁻¹ .C ⁻¹)	1.3	0.5	1.5	4.5	6-20

TABLE 1.1 – Comparaison des propriétés des matériaux utilisés couramment dans les applications radiofréquences [4,5].

élevées. Il se distingue donc de ses concurrents tels que le silicium et le GaAs par la densité de puissance atteignable. Il se présente sous trois structures cristallographiques différentes : wurtzite (hexagonale, figure 1.1), zinc blende (cubique) et NaCl (à haute pression). La structure utilisée dans les composants de puissance est la wurtzite, naturellement observée à la température ambiante, la forme zinc blende existant pour des films minces [1] et reste moins stable que la wurtzite [2]. De plus, les propriétés piézoélectriques de la structure wurtzite la rend plus intéressante pour son utilisation en électronique de puissance.

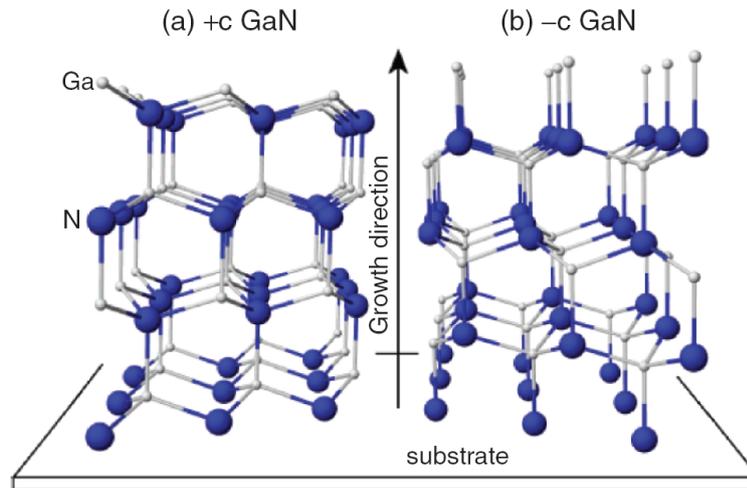


FIGURE 1.1 – Illustration schématique de la structure wurtzite du GaN [3]. Les deux structures présentées (face Ga à gauche et face N à droite) présentent des polarisations différentes (+c ou -c).

Une comparaison des propriétés physiques du GaN par rapport aux autres semi-conducteurs utilisés en radiofréquences [4,5] est présentée dans le tableau 1.1.

La bande interdite du GaN étant plus large (3.39 eV à 300K) que le GaAs, le silicium et le carbure de silicium (4H-SiC), son champ de claquage sera incidemment plus élevé ($3.3 \cdot 10^6 \text{ V.cm}^{-1}$). Les tensions maximales atteignables seront donc au moins 10 fois plus élevées que dans le GaAs et prédisposent le GaN pour des applications de puissance. De plus, sa vitesse de saturation des porteurs est la plus élevée d'entre ses concurrents ($2.6 \cdot 10^7 \text{ cm.s}^{-1}$), permettant son utilisation pour des fréquences élevées.

La faible mobilité des électrons dans le GaN est à relativiser par rapport à la structure du composant. En effet, le confinement des porteurs dû à l'hétérostructure AlGaIn/GaN permet d'accroître leur mobilité et d'obtenir une forte densité d'état. La densité de puissance disponible sera donc supérieure par rapport à son alter-ego, le GaAs, pour des fréquences semblables. Cependant, la conductivité thermique du GaN ($1.3 \text{ W.cm}^{-1} \cdot \text{C}^{-1}$) est légèrement inférieure à celle du silicium. Le gain par rapport au GaAs reste intéressant mais cela implique d'avoir un substrat conduisant bien la chaleur, tel que le SiC par exemple : les substrats en GaN étant difficiles à réaliser.

Le cas du diamant est présenté à titre indicatif. En effet, le futur de la technologie GaN réside en partie dans une meilleure gestion de la thermique. La densité de puissance atteignable étant nettement accrue, la gestion des calories devient un problème important sur cette technologie. Le substrat diamant est donc le candidat idéal grâce à sa conductivité thermique au moins 6 fois supérieure au GaN.

1.1.2 Polarisation spontanée et piézoélectrique dans le GaN

Le GaN wurtzite est plus utilisé que le GaN zinc-blende en électronique de puissance grâce à ses propriétés de polarisation spontanée et piézoélectrique dues à sa topologie hexagonale.

1.1.2.1 Polarisation spontanée

Les propriétés de polarisation du GaN wurtzite résident en partie dans la différence d'électronégativité importante entre le gallium et l'azote. La structure hexagonale du composé permet de générer un dipôle dans chaque maille du matériau, suivant l'axe c (axe de croissance utilisé couramment). La succession de mailles va donc générer une polarisation spontanée du matériau monocristallin. Cette polarisation sera notée par la suite \overrightarrow{P}_{sp} .

Cette polarisation entre les deux faces d'un matériau A situé entre un matériau B et le vide va donc créer une charge totale à l'interface de $\overrightarrow{P}_{sp}(A) \cdot \vec{n}$ entre le matériau et le vide. De plus, à l'interface entre les matériaux A et B, la polarisation devient $\left[\overrightarrow{P}_{sp}(A) - \overrightarrow{P}_{sp}(B) \right] \cdot \vec{n}$; \vec{n} étant le vecteur normal à la surface. (figure 1.2)

1.1.2.2 Polarisation piézoélectrique

En plus de la polarisation spontanée, la déformation du réseau cristallin du GaN va induire une polarisation piézoélectrique. Un cristal de GaN déformé verra apparaître à ses surfaces

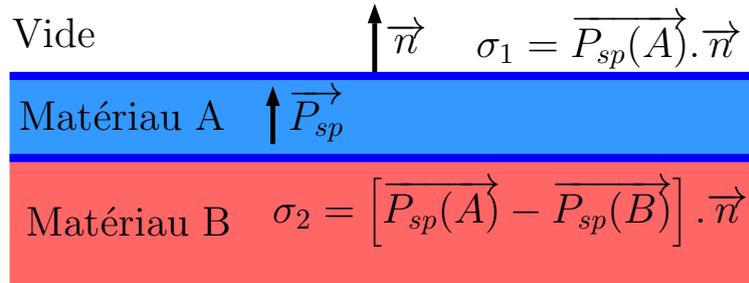


FIGURE 1.2 – Polarisation spontanée d'un matériau A entre un matériau B et le vide.

une charge supplémentaire. A l'inverse, si on applique un champ électrique à ce matériau, il va se déformer mécaniquement.

Ce second effet de polarisation va donc s'ajouter à la polarisation spontanée pour former la polarisation totale :

$$\vec{P}_{tot} = \vec{P}_{sp} + \vec{P}_{pz} \quad (1.1)$$

Nous verrons dans la prochaine partie l'utilisation importante de cet effet de polarisation dans les HEMTs AlGaIn/GaN.

1.1.3 Le HEMT AlGaIn/GaN

Le HEMT (High Electron Mobility Transistor) est un composant à hétérojonction utilisé principalement dans les domaines des télécommunications (stations émettrices), du spatial (communications RF) et de la défense (RADAR).

1.1.3.1 Structure classique du composant

Le HEMT AlGaIn/GaN est similaire à un MESFET (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor) : La structure est horizontale et le contact de grille est une jonction métal/semi-conducteur (figure 1.3). La grande différence vient des matériaux utilisés et du canal, formé par une hétérojonction AlGaIn/GaN.

L'interface formée par les deux semi-conducteurs va courber les bandes d'énergie à cause de la différence de bande interdite (figure 1.4) : A quelques nanomètres sous la surface (côté GaN), la bande de conduction va passer sous le niveau de Fermi et confiner les électrons dans un puits quantique. Les porteurs vont se retrouver dans un état appelé gaz 2D (2DEG) où leur mobilité sera fortement augmentée puisqu'en plus du confinement des porteurs et à l'inverse des HEMTs en GaAs, la couche de GaN n'est pas dopée (moins de chocs et d'interactions avec des atomes de dopants).

En effet, la couche d'AlGaIn possède un paramètre de maille différent de celui du GaN

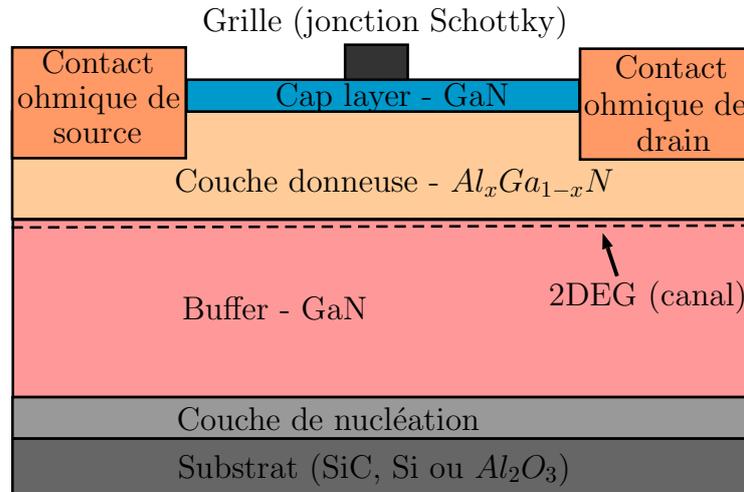


FIGURE 1.3 – Schéma simplifié de la structure du composant.

(dépendent du pourcentage d'Aluminium). Cette contrainte va rajouter une polarisation piézoélectrique dans l'AlGaN venant s'ajouter à sa polarisation spontanée. Le dipôle résultant sera donc plus important et permettra aux électrons stockés à l'interface AlGaN/GaN de passer dans le canal pour participer à la conduction (figure 1.5).

Il est important de noter que la différence de paramètre de maille entre les deux matériaux ne doit pas être trop importante. Si la différence devient trop élevée, la couche contrainte va se relaxer en formant des dislocations. Ces défauts sont critiques pour le passage du courant, étant des centres de génération-recombinaison. Ils vont donc grandement diminuer les performances du transistor. Le pourcentage d'aluminium est donc une donnée importante : Plus il est élevé et plus les phénomènes piézoélectriques seront importants (la densité d'électrons dans le canal augmentera). L'accord de maille sera moins bon et le risque de dislocations deviendra critique. Généralement, un compromis est atteint pour des pourcentages d'aluminium entre 15 et 25% atomique.

La couche de nucléation entre le GaN et le substrat permet quant à elle d'adapter l'accord de maille entre ces deux matériaux. Cela évite notamment la remontée de dislocations jusqu'à la zone active du composant.

1.1.4 Le contact Schottky

Le contact métal/semiconducteur de type redresseur (jonction Schottky) est aussi une partie critique du composant. Cette jonction de grille faisant principalement intervenir les porteurs majoritaires (les électrons dans notre cas), sa réactivité à un signal rapide sera accrue, privilégiant une utilisation en radiofréquence. Cependant, le courant de grille sera nettement plus fort sans couche d'oxyde pour isoler le contact (comme sur un LDMOS par exemple). Une variante des HEMT avec une très fine couche d'oxyde appelée MOS-HEMT

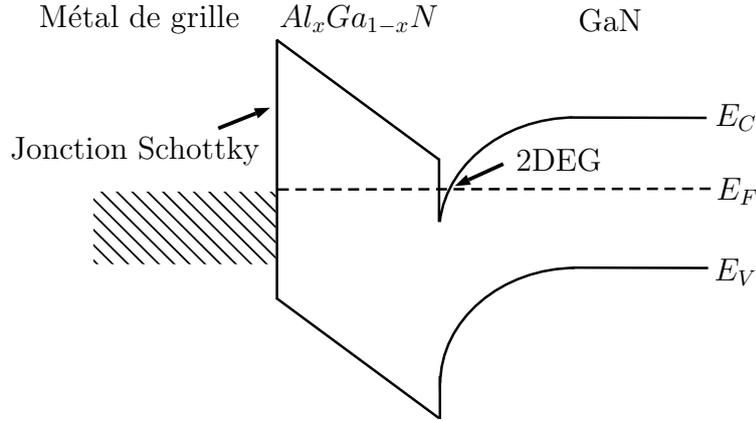


FIGURE 1.4 – Diagramme de bande d'un HEMT AlGaN/GaN pour une tension de grille nulle (ici, le cap layer est ignoré).

permet par exemple de limiter ces courants de grille [6].

Les diagrammes de bandes d'un métal et d'un semi-conducteur dopé n séparés est présenté en figure (1.6). E_g désigne la bande interdite du semi-conducteur, $q\Phi_m$ le travail de sortie du métal, $q\Phi_s$ le travail de sortie du semi-conducteur, $q\chi$ est l'affinité électronique du semi-conducteur, $E_{F,M}$ est le niveau de Fermi du métal et $E_{F,SC}$ le niveau de Fermi du semi-conducteur.

La mise en contact d'un métal et d'un semi-conducteur va permettre de courber les bandes de ce dernier, de manière à former une barrière de potentiel (figure 1.7).

Cette barrière sera responsable du contrôle du courant traversant la jonction et de ses effets capacitifs. Sa hauteur est donnée par l'expression suivante [7] :

$$q\Phi_B = q\Phi_m - q\chi \quad (1.2)$$

où Φ_m est le travail de sortie du métal, χ est l'affinité électronique du semi-conducteur et q la charge de l'électron. La hauteur de barrière est donc bien évidemment dépendante de la nature chimique des matériaux en contact ainsi que de l'état de dopage du semi-conducteur. Le cas nous intéressant dans un HEMT est celui où le travail de sortie du métal (Φ_m) sera supérieur à celui du semi-conducteur (Φ_s) : les électrons passant du semi-conducteur au métal. Lorsque l'équilibre thermodynamique est atteint, les niveaux de Fermi s'alignent et nous obtenons le diagramme de bandes donné en figure (1.7). Par rapport au métal, le niveau de Fermi du semi-conducteur sera abaissé de $q(\Phi_m - \Phi_s)$.

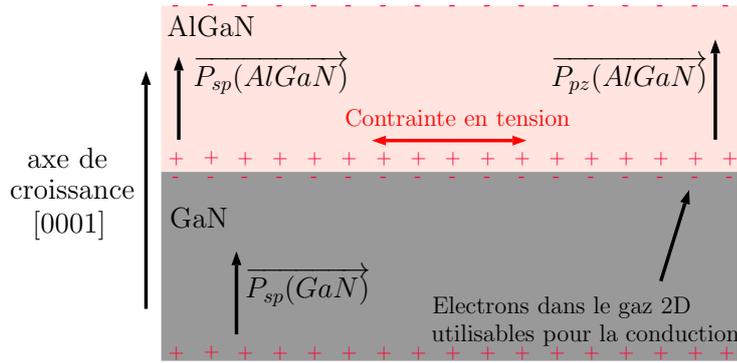


FIGURE 1.5 – Effets de polarisation spontanée et piézoélectrique sur la structure d'un HEMT AlGaN/GaN.

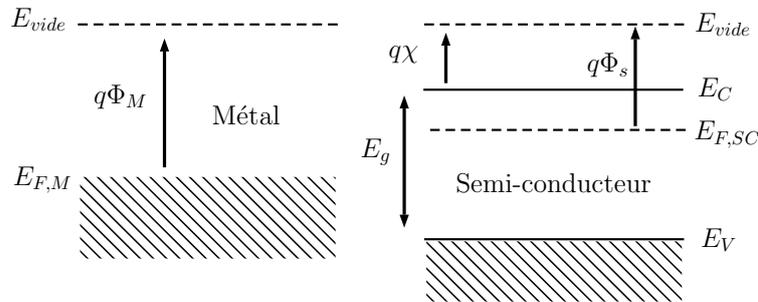


FIGURE 1.6 – Diagramme de bandes d'un métal et d'un semi-conducteur dopé n, chacun étant séparé de l'autre.

Il se forme donc une zone de déplétion positive dans le semi-conducteur due au manque d'électrons alors que dans le métal, une zone de charge d'espace (ZCE) négative sera produite. Cette seconde ZCE sera beaucoup plus fine dans le métal car sa densité d'états est beaucoup plus importante que dans un semi-conducteur (10^{22} dans le métal et 10^{16} à 10^{18} dans le semi-conducteur). Ces accumulations de charge ont donc un champ électrique associé et une tension de diffusion notée V_{bi} (pour $V_{built-in}$) est présente à l'équilibre thermodynamique.

Les niveaux de bande de conduction et de valence du semi-conducteur étant à présent liés à celui du niveau de Fermi du métal, celui-ci va servir de condition limite pour la résolution de l'équation de Poisson dans le semi-conducteur. Lorsque la jonction est polarisée en direct, la bande de conduction va s'élever de $|qV|$ et la barrière côté semi-conducteur sera diminuée (figure 1.8). L'équilibre thermodynamique étant rompu, les électrons vont pouvoir passer du semi-conducteur au métal par diffusion (effet thermoionique), créant un courant I dans le sens opposé. La jonction est donc polarisée en direct.

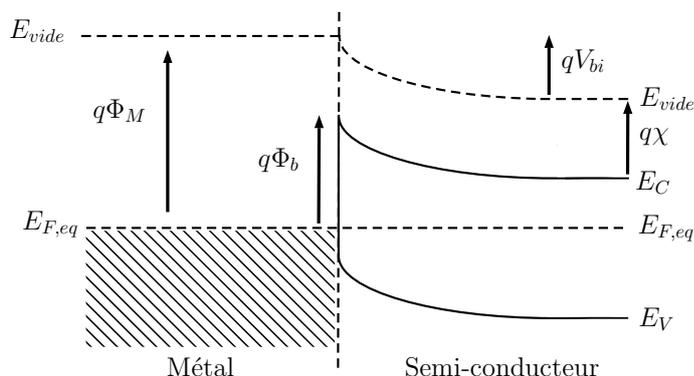


FIGURE 1.7 – Diagramme de bandes d'un métal et d'un semi-conducteur dopé n mis en regard : la barrière de potentiel est formée.

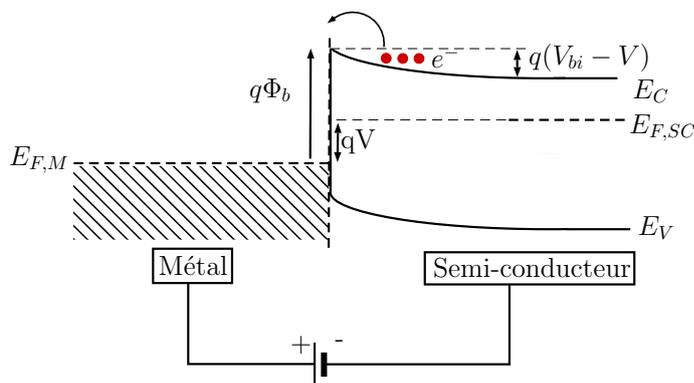


FIGURE 1.8 – Jonction Schottky polarisée en direct.

Lorsque la jonction est polarisée en inverse, l'effet opposé va se produire : La bande de conduction est cette fois abaissée de $|qV|$ et la barrière aura tendance à augmenter (figure 1.9). Les électrons auront beaucoup plus de mal à passer à travers la barrière du métal au semi-conducteur (courant de fuites et surtout effet tunnel).

Le transport de courant dans une jonction métal-semiconducteur est dû en grande partie aux porteurs majoritaires, à l'inverse des jonctions p-n. La figure (1.10) présente les processus de transport de la jonction en mode direct [7] Ces processus sont les suivants :

1. L'émission d'électrons du semiconducteur à travers la barrière de potentiel. C'est l'effet principal (émission thermoïonique) qui va nous intéresser par la suite.
2. Passage à travers la barrière par effet tunnel (important pour les jonctions fortement dopées et présent dans les contacts ohmiques). Cet effet est visible à faible tension en direct, avant la prédominance de l'effet thermoïonique

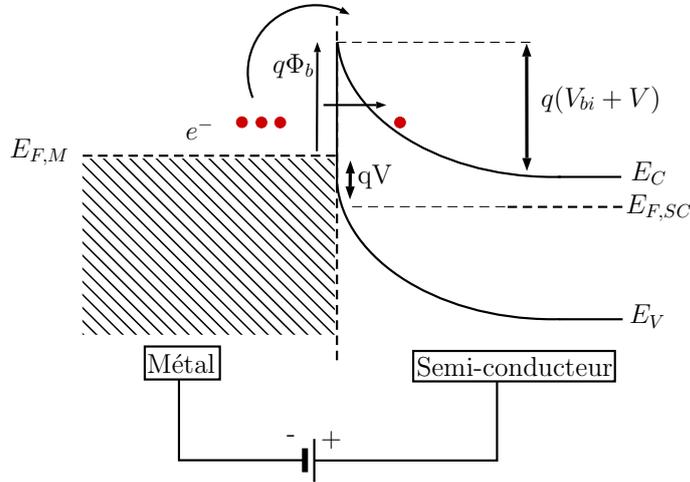


FIGURE 1.9 – Jonction Schottky polarisée en inverse.

3. Recombinaison dans la ZCE (identique au phénomène de génération-recombinaison dans une jonction p-n)
4. Diffusion d'électrons dans la région de déplétion
5. Trous injectés du métal et diffusant dans le semi-conducteur (équivalent à la recombinaison dans la ZCE).

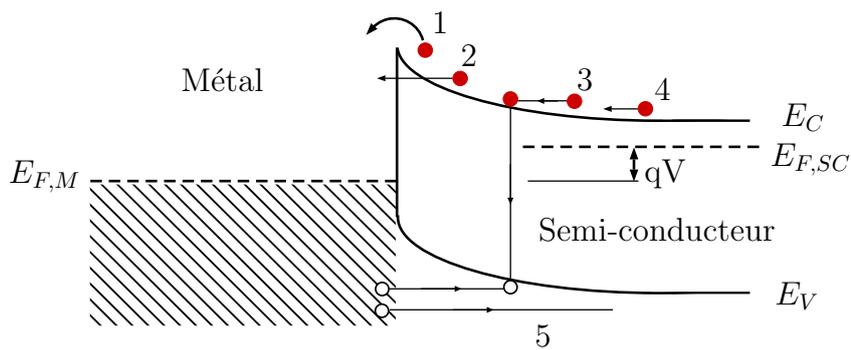


FIGURE 1.10 – Phénomènes de conduction possibles dans une jonction Schottky.

Ici, seuls les phénomènes de conduction thermoïoniques et tunnel vont réellement nous intéresser. Les phénomènes de génération-recombinaison observés dans les diodes Schottky

AlGaN/GaN étant en grande partie dus aux pièges et non à la recombinaison avec des trous, les conceptions parasites auront un comportement différent.

1.1.4.1 Conduction Thermoïonique

Le passage de courant majoritaire dans une jonction Schottky polarisée en direct est fortement impacté par la température. Les électrons gagnent de l'énergie en interaction avec les phonons du matériau afin de pouvoir passer au dessus de la barrière de potentiel.

Ce courant thermoïonique est donné par [7] :

$$I_{TE} = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (1.3)$$

Avec :

$$I_s = SA^*T^2 \exp\left[\frac{-q\Phi_B}{kT}\right] \quad (1.4)$$

Où V est la tension sur la diode, n le coefficient d'idéalité (égal à 1 pour une jonction idéale), k est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin, S est la surface de la jonction (m^2), et A^* est la constante de Richardson, dépendant du semi-conducteur utilisé.

Cette constante est définie par :

$$A^* = \frac{2\pi qm^*k^2}{h^3} \quad (1.5)$$

Où m^* est la masse effective des électrons dans le semi-conducteur et h est la constante de Planck.

1.1.4.2 Conduction par effet tunnel

A moins grande tension en direct (et aussi à faible tension en inverse), la barrière de potentiel est suffisamment fine pour que les électrons puissent passer à travers la barrière par effet tunnel.

Ce courant tunnel est donné par l'expression [7] :

$$I_{TU} = I_t \left[\exp\left(\frac{qV}{E_0}\right) - 1 \right] \quad (1.6)$$

Avec E_0 :

$$E_0 = E_{00} \coth\left(\frac{E_{00}}{kT}\right) \quad (1.7)$$

E_0 est l'énergie tunnel (eV), I_t est le courant de saturation tunnel (A) et E_{00} est une constante donnée par l'approximation WKB (Wentzel-Kramers-Brillouin) de transmission à travers la barrière de potentiel [8] (eV). Cette approximation permet de résoudre l'équation

de Schrödinger en une dimension afin d'obtenir la probabilité de transport d'un électron par effet tunnel [9].

$$E_{00} = \frac{qh}{4\pi} \left[\frac{N}{m^* \varepsilon_s \varepsilon_0} \right]^{1/2} \quad (1.8)$$

Où N est la concentration de donneurs (cm^{-3}), ε_0 la permittivité du vide et ε_s la permittivité relative du semi-conducteur.

Les phénomènes de conduction tunnel et thermoïoniques sont donc les principaux phénomènes de conduction observés dans les diodes HEMT AlGaIn/GaN. Cependant, d'autres phénomènes parasites viennent complexifier leur étude.

1.1.4.3 Les réalités d'une jonction Schottky

Les jonctions métal/semi-conducteur réalisées sont évidemment non-idéales. La résistance d'accès, par exemple, étant non nulle, son effet va perturber le courant à plus haute tension (figure 1.11).

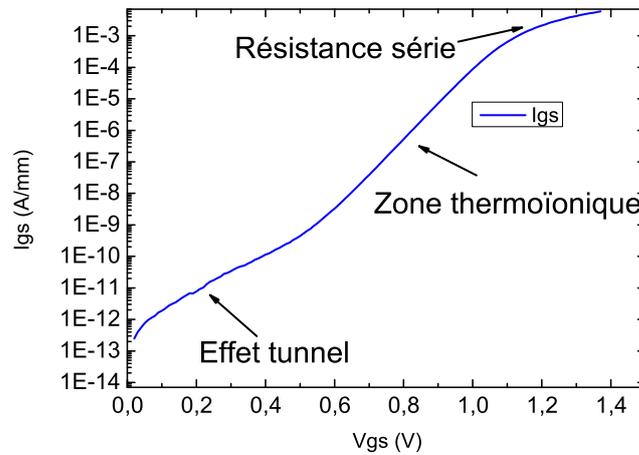


FIGURE 1.11 – Effets des différents phénomènes de conduction visibles en mesures de diode sur un HEMT AlGaIn/GaN.

De plus, des courants de fuite viennent parasiter le comportement nominal de la diode dans un HEMT. Ceux-ci trouvent leur origine dans des défauts des matériaux utilisés tels qu'une interface présentant des chemins de fuite (interdiffusions) ou de la diffusion de porteurs assistée par des états d'interfaces (pièges) si la passivation n'est pas assez bien déposée par exemple. D'autres phénomènes de piégeage vont aussi créer des courants parasites pouvant perturber la caractérisation de ces diodes, comme nous le verrons plus loin.

La hauteur de barrière réelle est aussi une autre réalité à prendre en compte. En effet, celle-ci dépend en réalité très peu des natures chimiques des matériaux utilisés. En effet, les états d'interface sont tels que ceux-ci vont en grande partie contribuer à la valeur finale de la hauteur de barrière [10]. Cet effet est appelé "Fermi Level-pinning" mais ne doit pas être confondu avec le phénomène similaire existant sur les interfaces semi-conducteur/vide et semi-conducteur/isolant. Ces états d'interfaces (liaisons pendantes, etc...) vont contribuer grandement à la modification de la hauteur de barrière. Il est toujours possible de mesurer la bonne tendance globale de Φ_b suivant les matériaux utilisés mais la contribution de la nature chimique seule reste faible par rapport aux états d'interface. Ceci souligne l'importance d'avoir un bon contrôle sur les étapes de process lors de la réalisation de ces jonctions.

Enfin, le contact peut présenter des inhomogénéités sur sa surface. Ces différences locales se retrouvent dans la valeur du coefficient d'idéalité [11] et viennent complexifier l'étude de la jonction. Sullivan et ses collaborateurs ont montré que les zones de Φ_B différent ne vont pas conduire aux mêmes tensions par rapport au reste de la jonction [12]. En effet, la tension à dépasser pour obtenir un courant donné dépend de l'équation 1.3 et donc de la hauteur de barrière. Lorsque celle-ci est modifiée localement, la conduction sera donc elle-aussi impactée.

Lazar et al. ont présenté une nouvelle approche du modèle de Werner pour étudier les inhomogénéités du contact Schottky en mesurant l'évolution de la hauteur de barrière moyenne ainsi que son écart-type avec la température [13]. Ces évolutions permettent aussi de mettre en évidence l'apparition de faibles hauteurs de barrière dans des conditions de température spécifiques.

Au sein des HEMTs AlGa_N/Ga_N, la métallisation de grille peut varier suivant les fondeurs. Elle est en général réalisée en Au/Ni/AlGa_N (mais ce n'est pas exactement le cas pour le composant à l'étude dans ces travaux, comme nous le verrons par la suite). Cette jonction est particulièrement critique dans un vieillissement à cause de sa fragilité : l'interface métal/semi-conducteur doit être la plus abrupte possible. Un changement physique de la barrière pendant un vieillissement se retrouvera donc lors d'une caractérisation électrique de la diode Schottky du composant.

Lorsque la tension de grille est nulle, le transistor est complètement passant : Il est *normally-on*, comme les transistors utilisés couramment en radiofréquence. L'électrode de grille permet de fixer le niveau de Fermi par rapport au puits quantique. Une tension de grille négative permettra ainsi de baisser la position relative de ce niveau. Pour une tension V_p appelée tension de pincement, le puits sera totalement vidé de ses porteurs, le transistor sera donc bloqué.

1.2 Historique du développement des HEMTs

L'industrie du GaN a du attendre 20 ans afin de vraiment débiter son développement de masse. Le manque de substrats adaptés pour la croissance épitaxiale du GaN dans les années

60-70 était le principal frein à l'expansion de ce marché. L'une des autres difficultés à son développement était le recuit nécessaire pour activer le dopant Mg accepteur afin de produire un dopage p [14]. Le substrat saphir a été et reste encore le plus utilisé dans la croissance de couches en GaN. Le substrat silicium, quant à lui, est une alternative intéressante pour son coût très compétitif et le diamètre de wafer atteignable. Malgré cela, le mauvais accord de maille avec le GaN va relaxer le matériau en formant des dislocations critiques pour le bon fonctionnement des composants. De nombreuses recherches sont en cours pour améliorer la technologie GaN-sur-Silicium [15–17], notamment au niveau des couches de nucléation pour adapter l'accord de maille [18,19]. Enfin, le substrat SiC leur est préféré pour ses performances thermiques dans les applications forte puissance et hautes fréquences, malgré un coût plus élevé.

La première synthèse du GaN a été effectuée en 1932 [20]. Cependant, la première épitaxie sur un substrat silicium a été obtenue seulement en 1969 par Maruska et Tietjen [21]. Les résultats prometteurs du GaN ont participé au développement de composants comportant des matériaux large bande afin d'augmenter leur densité de puissance et leur fréquence de fonctionnement [22]. La maîtrise de la croissance du GaN par MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) sur un substrat saphir en 1986 [23] a par la suite contribué à l'essor de cette technologie. En effet, l'utilisation possible de bâtis utilisés couramment dans l'industrie pour fabriquer ce nouveau matériau et ce, avec une bonne qualité cristallographique, encouragea son développement commercial. Les années suivantes ont donc été une époque charnière pour l'évolution de la filière, pour les applications optiques et électroniques hyperfréquences : en 1992, la formation d'un gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG) a été observée dans l'hétérostructure AlGaN/GaN par Asif Khan et al. [24].

Quelques années plus tard, les mêmes chercheurs ont réalisé le premier HEMT en AlGaN/GaN [25], puis la formation du gaz 2D avec la polarisation spontanée et piézoélectrique dans un HEMT a été observée en 2000 [26]. Depuis ces années, les structures possibles ont évoluées. Khan et al. ont montré l'intérêt de l'incorporation d'une fine couche d'oxyde dans la jonction de grille des HEMTs pour former un MOS-HEMT [6]. Cette amélioration permet notamment de diminuer jusqu'à six ordres de grandeur les courants de fuite de grille (qui ne sont plus dominés par la jonction Schottky). La transconductance de tels transistor est néanmoins généralement plus faible sur ces composants [27]. Cette réduction de performance explique donc en partie l'absence de MOS-HEMTs sur le marché à l'heure actuelle.

Les techniques de gravure s'améliorant, les longueurs de grille ont ainsi diminué : de $0.5 \mu m$ au départ à $0.15 \mu m$, ce qui permet d'augmenter la fréquence de coupure de ces composants, puisque le temps de transit dans le canal est diminué.

La problématique de la gestion thermique de ces composants a poussé les chercheurs à étudier le dépôt des HEMTs AlGaN/GaN sur substrat diamant. L'évacuation des calories en devient bien plus aisée par rapport au substrat SiC puisque sa conductivité thermique est bien plus grande que ce dernier (tableau 1.1). Hageman et al. ont fait croître des couches de GaN sur un substrat diamant en 2003 [28]. Les difficultés présentées par cette croissance sont

à présent mieux maîtrisées mais à ce jour, l'utilisation du substrat diamant n'est pas encore utilisable en process industriel.

Les dernières avancées sur ce sujet montrent notamment la possibilité de coller l'assemblage du wafer présentant les HEMTs sur un support (donc par le haut) avant d'enlever le substrat par gravure. Après le dépôt d'un diélectrique sur la surface nue du GaN, le diamant est déposé par épitaxie afin de former le substrat final [29]. Dumka et ses collaborateurs a présenté en 2013 les performances de tels HEMTs AlGaN/GaN sur substrat diamant : une densité de puissance de 7W/mm à 10GHz a été atteinte sur des HEMTs de $2 \times 100 \mu m$ de largeur de grille ($0.25 \mu m$ de longueur).

La poursuite de ces recherches apportera donc une nette avancée en terme de densité de puissance avec ces transistors. La figure 1.12 résume les principales avancées obtenues sur les technologies HEMTs AlGaN/GaN.

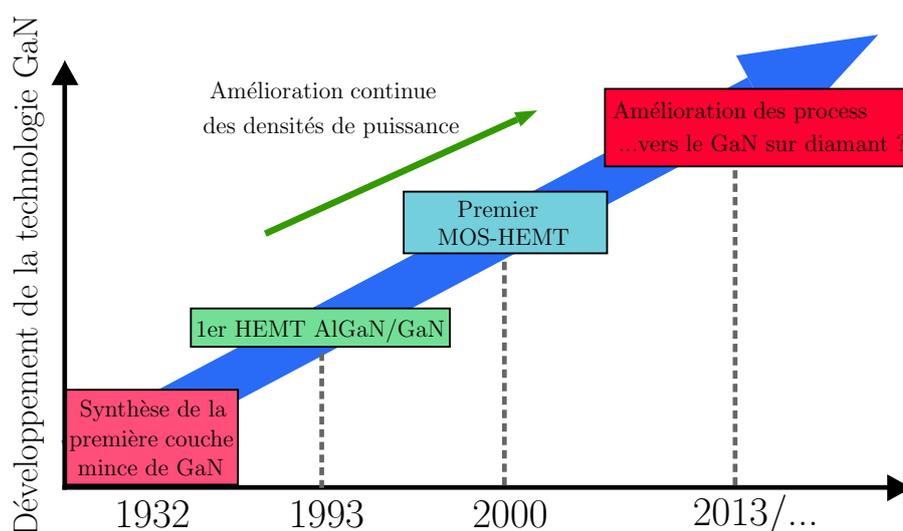


FIGURE 1.12 – Historique succinct de l'évolution de la technologie GaN, pour les applications hyperfréquences.

Dans le domaine de l'optoélectronique, Shuji Nakamura démontra la réalisation de diodes bleues efficaces [30] avec deux autres chercheurs japonais : Isamu Akasaki et Hiroshi Amano. Ces trois chercheurs ont obtenu le prix nobel de physique en 2014, leurs recherches ayant permis l'élaboration de diodes bleues efficaces (a contrario des diodes bleues en SiC, peu intéressantes commercialement). Ces diodes à base de GaN et d'InGaN sont aujourd'hui très couramment utilisées, dans les applications blu-ray ainsi que pour l'éclairage. En effet, les diodes bleues étaient le chaînon manquant pour faire du blanc ; les couleurs rouge et verte étaient déjà maîtrisées à ce moment-là. Aujourd'hui, il est possible de s'éclairer avec une LED

1.3. Evolution des densités de puissance dans les applications radiofréquences

blanche grâce à ces travaux de développement sur les technologies GaN et ce, avec 20% de déperdition en moins (échauffement réduit).

L'évolution des performances et de l'intérêt pour le GaN a donc été très rapide (figure 1.12). Les applications optoélectroniques ont notamment été la pierre angulaire pour son développement. A présent, de nombreuses recherches sont conduites sur son intérêt en électronique radiofréquence de forte puissance : Pour les stations de base télécom (applications >4G) ou les RADAR de surveillance par exemple. En effet, certains phénomènes comme les effets de piégeage et leur fiabilité sont très étudiés. Bien que ceux-ci soient partiellement résolus, il reste néanmoins des avancées à faire pour obtenir une technologie mature et robuste puisqu'il n'y a à ce jour aucun retour d'expérience suffisant sur cette technologie. Il s'agit notamment d'identifier et de réduire les densités de pièges de ces composants ainsi que d'évaluer leur fiabilité à long terme.

1.3 Evolution des densités de puissance dans les applications radiofréquences

Les besoins en terme de densité de puissance dans les applications RADAR (ou plus largement les hautes fréquences) étant sans cesse accrus, les HEMTs GaN représentent un marché intéressant. Les performances atteignables en technologie GaN sont en moyenne 10 fois supérieures par rapport à leurs homologues en GaAs : Marsetz *et. al.* ont présenté un HEMT en GaAs atteignant 1.6W/mm à 2 GHz en 1999 [31], Huang *et. al.* montrent une puissance de 833mW/mm à 32 GHz [32] et Lai a obtenu 0.53W/mm à 60 GHz [33] avec cette technologie. Plus récemment, les HEMTs GaN ont montré des performances plus intéressantes : Marti *et. al.* ont présenté une densité de puissance de 2W/mm à 40 GHz [34], Shen *et. al.* 8.4 W/mm à 8GHz [35], Wu et ses collaborateurs ont quant à eux présenté 40W/mm à 4 GHz [36].

La figure 1.13 présente un état de l'art des performances de la technologie HEMT AlGaN/GaN sur différents substrats et à différentes températures, à partir de la littérature [34–51].

Le substrat SiC donnant les meilleures performances thermiques, celui-ci est le plus utilisé dans les records de densité de puissance (de 20 à 40 W/mm, $f < 10$ GHz). Malgré son coût élevé, c'est souvent grâce à lui que les calories sont évacuées de manière efficace pour monter à des densités de puissances très importantes.

La technologie GaN est donc nettement prometteuse pour les applications nécessitant de fortes puissances dissipées et des fréquences jusqu'à 100 GHz. Ses performances dans les bandes X (8 à 12 GHz) et Ka (17 à 22 GHz en réception) sont notamment intéressantes. Nishihara *et. al.* ont présenté une structure HEMT pour la bande X présentant une puissance de 200W [52]. Ce composant est formé de 4 puces de $0.35\mu\text{m}$ de largeur de grille pour un développement total de 16 mm. A 9.3 GHz, le HEMT fourni 12 dB de gain petit signal et

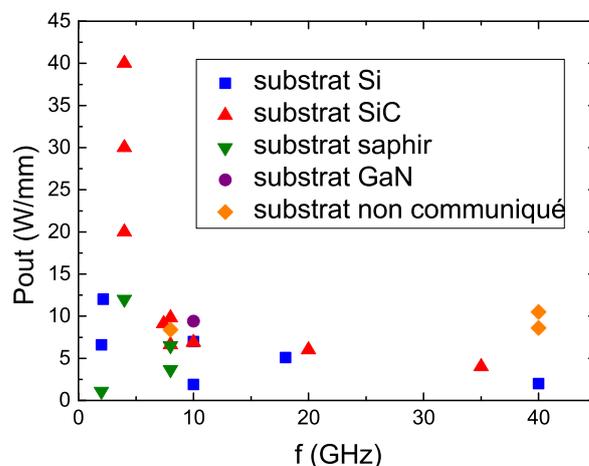


FIGURE 1.13 – Densités de puissances atteintes par la technologie HEMT AlGaIn/GaN, pour différents substrats et à des fréquences différentes.

204 W avec un rendement en puissance ajoutée de 32%.

Dans la bande Ka, Darwish et ses collaborateurs ont présenté un MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) amplificateur de puissance à base d'hétérostructure AlGaIn/GaN capable de produire 4 W [53] pour une utilisation dans les antennes en ondes millimétriques. Ce circuit large bande (10 GHz de bande passante) permet d'avoir une bonne densité de puissance (3.3 W/mm), un fort gain (13 dB), pour un rendement en puissance ajoutée de 23%.

Les industries utilisant les fréquences dans les bandes L (1 à 2 GHz) et S (2 à 4 GHz), notamment pour les applications RADAR et les stations de bases pour la téléphonie sans fil sont aussi demandeuses en termes de densité de puissance. Schmelzer a conçu un amplificateur de puissance à haut rendement (classe F) en utilisant des HEMTs GaN pour une fréquence de 2 GHz [54]. Le prototype est capable de fournir une puissance de 16.5W avec un rendement de 85 % (inhérent à la classe F). Un amplificateur de puissance à haut rendement et fonctionnant de 2 à 4 GHz a été démontré par Saad [55]. Dans cette gamme de fréquence, le rendement (PAE) est estimé entre 50 et 62%, avec une puissance de sortie toujours supérieure à 10 W.

Le GaN peut être utilisé à plus haute fréquence, en incorporant par exemple des MMICs dans les radars de recul en automobile. Yoshida a présenté un circuit monolithique amplificateur de puissance en GaN sur silicium opérant à 76 GHz. Ce dispositif donne un gain de 5 dB de 75 à 81 GHz [56].

Les HEMTs AlGaIn/GaN ne sont pas seulement utiles dans le domaine des hyperfré-

quences. Costinett a présenté un convertisseur DC-DC conçu à partir de transistors à effet de champ en GaN [57], fonctionnant à 1 MHz avec une puissance de 150W. La particularité des composants de puissance en commutation vient du fait que, contrairement aux hyperfréquences, ceux-ci doivent être *normally-off* pour des raisons de compatibilité avec les designs communément utilisés. Les empilements de couches seront donc différents par rapport aux HEMTs RF, le canal ne fonctionnant plus en mode de déplétion.

La technologie GaN a de nombreuses applications possibles, de l'électronique RF à l'optoélectronique. La gamme potentielle de produits réalisables pousse tous les acteurs à sans cesse améliorer les techniques de process afin d'améliorer la qualité des matériaux et donc, les performances des composants. Cette filière reste jeune et l'aspect fiabilité n'est pas encore totalement maîtrisé malgré le grand nombre de recherches sur le sujet.

1.4 Problématique de la fiabilité pour les composants RF

1.4.1 L'intérêt du retour d'expérience

Un système en fonctionnement dans son environnement va naturellement finir par se dégrader. Il est donc important de savoir comment (et à quelle vitesse) ce vieillissement va s'opérer. Bien qu'il soit possible de prévoir la durée de vie d'un produit à l'aide des outils mathématiques pour la fiabilité, le juge de paix restera toujours l'observation sur le terrain. Le retour d'expérience (parfois appelé *RetEx*) de l'utilisateur est donc une donnée cruciale pour l'analyse de la fiabilité de tout produit. Les industriels de l'automobile et de la défense sont notamment des domaines où cet impact sera fort, pour des raisons de coût et de crédibilité face au client.

La commercialisation de la technologie HEMT GaN étant récente, il y a un réel manque de ce retour d'expérience sur le terrain. De nombreuses études sont donc en cours afin d'identifier les mécanismes de dégradation liés à ces composants ainsi que leur durée de vie en conditions opérationnelles.

1.4.2 Les bases d'une étude de fiabilité d'un composant

La fiabilité d'un système est définie par son aptitude à accomplir sa fonction dans des conditions environnementales et pendant un temps donnés, sans qu'il y ait de défaillance [58].

Cette défaillance peut être décrite comme une modification des performances dudit système. Dans le cadre d'un composant RF, une défaillance peut être soit une destruction du composant (court-circuit grille-drain par exemple) soit une dégradation de l'une de ses caractéristiques physiques, impliquant une modification des performances électriques du transistor. Les origines possibles de ces dégradations (destruction totale ou perte de performance) sont variées :

- Un problème dû à la conception du composant : Cotes mal prévues (distance grille-drain par exemple), dopages inappropriés, mauvais accord de maille.
- Un problème de procédé de fabrication : Interfaces mal maîtrisées, couches de matériau de mauvaise qualité (dislocations, impuretés), gravure/lithographie peu précise.
- Des conditions de fonctionnement inadaptées : Forte température, forte tension (décharges ESD, surtensions EOS), humidité, radioactivité, taux d'ondes stationnaire élevé.

Le composant doit donc fonctionner dans un environnement défini dans le cadre de ses *Maximum Ratings* pour reculer l'échéance de la défaillance. Ces conditions limites sont établies par le constructeur et englobent (dans le cas d'un composant RF) : La tension et le courant de drain, la tension et le courant de grille, la puissance d'entrée, la température de jonction, l'humidité maximale, etc...

Elles proviennent de tests réalisés sur le composant ainsi que des propriétés physiques des matériaux (bande interdite, champ de claquage, conductivité thermique, stabilité thermique des interfaces). Les limites imposées permettent de garantir une durée de vie minimale au composant à l'intérieur de cette plage. La notion de MTTF (*Mean Time To Failure* ou temps moyen avant défaillance en français) désigne la durée moyenne de fonctionnement d'un système avant une défaillance. Le transistor étant non réparable, son critère de fiabilité se confine au MTTF, qui est généralement fixé par le constructeur. Le critère de défaillance le plus utilisé est une chute de courant de drain ou de puissance de sortie du composant (par exemple 10%).

Dans le cadre plus global d'un système réparable, le cycle de vie fait intervenir d'autres critères de fiabilité :

- Le MTBF (*Mean Time Between Failures*), temps moyen entre deux défaillances consécutives.
- Le MDT (*Mean Down Time*), temps moyen d'immobilisation dû à une défaillance.
- Le MUT (*Mean Up Time*), temps moyen entre remise en service et défaillance.

La figure 1.14 illustre le cycle de vie global d'un produit réparable.

Il est important de noter que la fiabilité d'un système est singulièrement différente de sa robustesse. Cette notion peut être définie comme la capacité d'un système à fonctionner en dehors des conditions d'utilisation spécifiées par le constructeur. La différence peut être tenue lorsque les conditions limites sont mal fixées. Pour les différencier plus précisément, la robustesse ne fait pas intervenir la notion de temps. Un système est considéré robuste s'il supporte des contraintes importantes sans défaillance, indépendamment du temps.

Les causes de défaillance intrinsèques et extrinsèques sont aussi à dissocier. Dans le cadre de l'étude de fiabilité d'un HEMT GaN dans son amplificateur de puissance, les causes intrinsèques de défaillance proviennent du composant en lui-même et de son vieillissement. Les

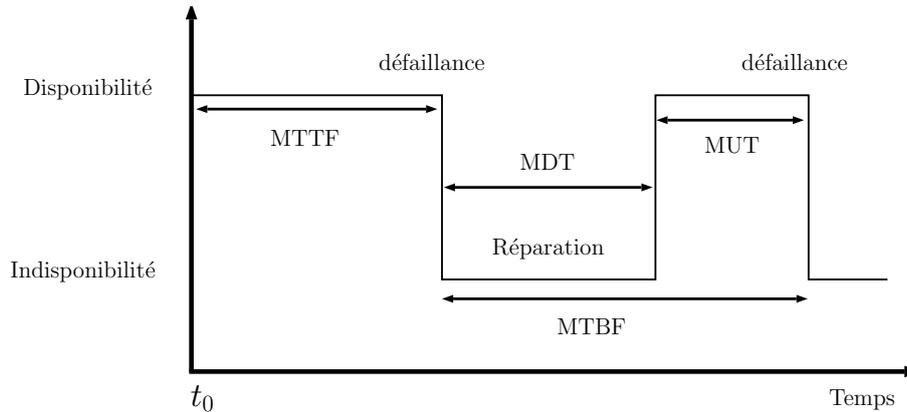


FIGURE 1.14 – Synoptique des différents termes utilisés en fiabilité.

autres composants de l'amplificateur (brasure, substrat RF, composants passifs, ...) étant aussi en fonctionnement, leur éventuel vieillissement aura un impact sur les performances globales du système. Ces causes potentielles de défaillance extrinsèque doivent être séparées de ce qui provient du composant seul. En effet, un changement de permittivité du substrat RF à cause de la température, par exemple, pourra changer l'adaptation du composant et donc les performances de l'amplificateur (return loss, puissance de sortie).

1.4.2.1 La courbe en *baignoire*

Afin d'évaluer quantitativement la fiabilité d'un système, il convient d'utiliser son taux de défaillance noté $\lambda(t)$, celui-ci dépendant du temps. La représentation temporelle du taux de défaillance va donner la fameuse "courbe en baignoire" (figure 1.15).

Il est possible de distinguer trois zones différentes dans le cycle de vie d'un produit :

1. Mortalité infantile
2. Taux de défaillance constant
3. Vieillessement/fin de vie du produit

Les défauts de jeunesse du produit seront donc visibles très rapidement. Cette mortalité infantile va imposer un taux de défaillance fort à t_0 . Au fur et à mesure du début de vie du produit, les défauts de jeunesse sont activés. Leur effet global sur la fiabilité va donc décroître, le taux de défaillance diminuera avec le temps. Pour éviter de commercialiser des composants potentiellement inutilisables très rapidement, les fabricants de composants mettent en place des tests de *burn-in* ou *screening* afin d'écartier les indésirables. Ces tests permettent aussi de récupérer des informations pouvant aider à l'amélioration des procédés de fabrication (emplacement des composants défaillants sur le wafer par exemple).

Ensuite, tout au long de la vie utile du produit, le taux de défaillance restera globalement

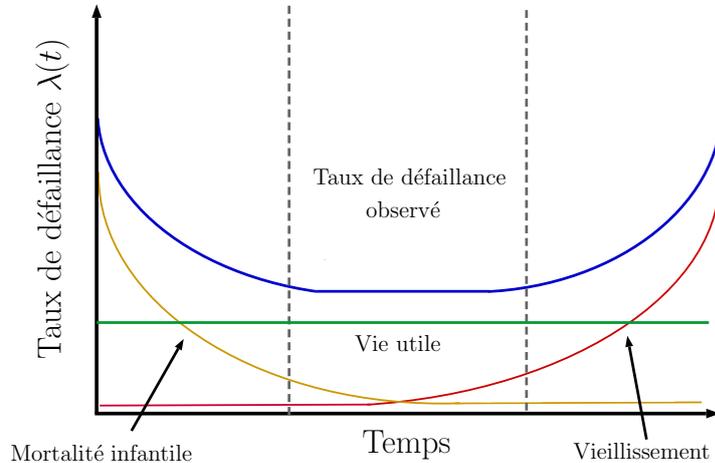


FIGURE 1.15 – Représentation du taux de défaillance en fonction du temps, communément appelée courbe en *baignoire*.

constant. Ici, en règle générale, les défaillances apparaissent de manière aléatoire et sont difficiles à corrélérer avec la physique. Leur suivi et correction va donc demander de forts investissements.

Enfin, la dernière zone correspond à la fin de vie du produit. Les défaillances apparaissant dans cette zone correspondent au vieillissement de celui-ci et seront donc plus aisées à expliquer physiquement. Dans le cadre d'un composant électronique, ce vieillissement peut être causé par des modifications physico-chimiques au sein des couches de matériaux, de l'usure mécanique sur les fils de bondings,... L'amélioration des procédés de fabrication permet de reculer le début du vieillissement jusqu'à une certaine limite : En modifiant la topologie du composant (field-plate, barrières de diffusion) en corrélation avec les points précis soumis au vieillissement, les ingénieurs process sont capables d'améliorer la résistance du composant à un phénomène de dégradation donné. Dans cette dernière zone, le temps va jouer un rôle capital. Les conditions environnementales du composant vont fortement modifier la durée de vie de celui-ci. De plus, il est possible de choisir ces conditions afin de favoriser un type de phénomène de dégradation précis (ceux qui sont activés thermiquement d'un côté, électriquement de l'autre par exemple) et donc de pouvoir trouver les causes fondamentales de défaillance : température trop importante, champ électrique intense,... C'est à partir de cette région que la durée de vie du composant (ou produit) est quantifiée (avec une statistique suffisante). Dans le cadre de composants électroniques, en particulier dans le domaine de la défense, le standard de durée de vie est supérieur à 20 ans pour une température de jonction située entre 175 et 225°C selon les fabricants.

La zone de vieillissement est donc la plus critique : les défauts de jeunesse peuvent être

facilement évités par des tests de courte durée et le taux de défaillance dans la vie utile du composant est constant, facilitant les prévisions. Lors du vieillissement par contre, une éventuelle défaillance en fin de vie du composant implique un remplacement de celui-ci. Les opérations de maintenance étant très chères, en particulier s'il faut déployer des agents sur le terrain, il est important à la fois de prévoir ces coûts mais aussi de les éviter au possible. Les études de fiabilité s'effectuent donc souvent sur cette zone de vieillissement [59].

1.4.2.2 Les lois de vieillissement usuelles

Les tests de fiabilité sont effectués avec l'objectif de modéliser le comportement global du produit selon les conditions extérieures. La température de jonction, les tensions et courants électriques circulant dans le composant seront autant de paramètres définissant les conditions d'utilisation et donc la durée de vie du transistor. A partir des mesures dans une zone précise du cycle de vie du composant, le début d'une étude de fiabilité consiste à identifier la loi statistique suivie par le taux de défaillance. Les paramètres de ces lois sont ensuite ajustés afin de modéliser ces données expérimentales. Les modèles statistiques utilisés dans le cadre de la fiabilité [60] sont principalement la loi exponentielle, la loi log normale et la loi de Weibull.

La loi exponentielle est définie pour $a > 0$ et $x \geq 0$:

$$f(x) = a.e^{-ax} \quad (1.9)$$

La figure 1.16 présente la loi exponentielle pour différents paramètres a . Cette loi est adaptée pour la modélisation des défaillances sans phénomènes de mémoire (donc pour un taux de défaillance constant) [61]. En d'autres termes, le fait que le phénomène ait duré pendant t heures ne modifie pas son espérance de vie à partir du temps t .

La loi log normale (figure 1.17), quant à elle, permet de modéliser la durée de vie d'un système en vieillissement. Son expression est donnée pour $x > 0$:

$$f(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}}.e^{-\frac{(\ln(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.10)$$

où σ est l'écart type et μ l'espérance.

Enfin, la loi de Weibull (figure 1.18) est particulièrement utilisée dans les études de fiabilité car elle représente mieux le profil de vie des systèmes que la loi exponentielle [62].

Elle est définie par :

$$f(x) = \frac{\beta}{\eta^\beta}.x^{\beta-1}e^{-\left(\frac{x}{\eta}\right)^\beta} \quad (1.11)$$

où $x > 0$, $\beta > 0$ est le paramètre de forme et $\eta > 0$ le paramètre d'échelle.

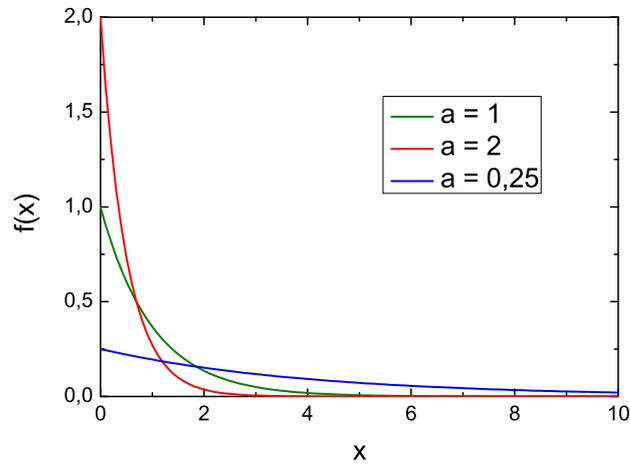


FIGURE 1.16 – Représentation de la loi de défaillance en exponentielle pour différents paramètres a .

La loi de Weibull regroupe toute une famille d'expressions dont notamment la loi exponentielle (si $\beta = 1$). Elle permet donc d'avoir un degré de liberté supplémentaire par rapport à celle-ci pour modéliser le profil de vie d'un produit. De plus, dans l'analyse de fiabilité d'un produit les valeurs des paramètres utilisés vont donner des informations sur les types de défaillances : si le paramètre de forme $\beta < 1$, nous sommes en présence d'un défaut de jeunesse (le taux de défaillance décroît avec le temps). Si $\beta \approx 1$, le taux de défaillance est constant. Nous sommes dans la vie utile du produit. Enfin, pour des valeurs supérieures à 1, le taux de défaillance augmente avec le temps et le produit est entré dans sa phase de vieillissement. En d'autres termes, le produit a de plus en plus de chances de tomber en panne avec le temps.

Le paramètre d'échelle η donne le temps où 63% de la population de départ sera défaillante : Il régit donc l'aplatissement de la courbe de Weibull. Il faut faire cependant attention au fait que ces paramètres ont un sens physique seulement si on analyse la fiabilité d'un produit : Si l'on analyse un système (comportant plusieurs produits), le sens physique des paramètres est perdu.

L'impact des conditions de fonctionnement doit donc être correctement pris en compte dans la prévision de vie du produit. Dans le domaine de la défense et de l'aérospatiale, des référentiels de fiabilité comme le MIL-HDBK-217F [63] (établi par le ministère de la défense américain) et le guide FIDES [64] (étude initiée par la Direction Générale de l'Armement ou DGA) ont collecté un certain nombre de données pour servir de guide aux ingénieurs fiabilité en électronique.

Cependant, dans le cas des transistors RF de puissance, ces expressions statistiques ne sont pas suffisantes pour permettre de prédire leur durée de vie. Ces différences viennent de

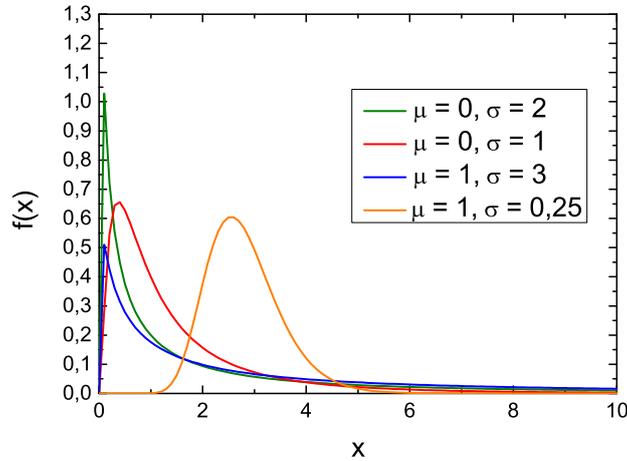


FIGURE 1.17 – Représentation de la loi log normale pour différents paramètres σ et μ .

la non prise en compte de certains paramètres spécifiques à la technologie HEMT GaN. Des études expérimentales sont donc nécessaires afin de caractériser ces phénomènes et actualiser ces référentiels de fiabilité. Des projets (notamment impulsé par la DGA, suite à la rédaction de FIDES) sont en cours pour compléter ces guides, afin d'incorporer les technologies GaN dans les systèmes militaires et spatiaux de manière sûre (durée de vie supérieure à 20 ans, sous des conditions opérationnelles rudes).

1.4.2.3 Les dégradations dans les composants électroniques

Au cours des tests de fiabilité des composants de puissance RF, un ensemble de paramètres électriques susceptibles d'évoluer est suivi [65]. Ces indicateurs traduisent les performances du composant et permettent d'évaluer son vieillissement. Par exemple, les paramètres statiques du transistor (figure 1.19) mesurés en IV-pulsé :

- $R_{DSon}(\Omega)$: Résistance drain-source lorsque le canal est ouvert, définie par l'inverse de la pente des caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ pulsé dans la zone ohmique.
- I_{dss} (A) : Courant de saturation à canal ouvert, $V_{gs} = 0V$.
- V_{coude} (V) : Tension de coude du transistor, liaison entre la zone ohmique et la zone saturée.
- g_m (S) : Transconductance du transistor. Définit le "gain" de la source de courant du transistor selon la tension de grille.
- V_p (V) : Tension de pincement du transistor. Si $V_{gs} < V_p$, le courant de drain sera nul quel que soit V_{ds} .

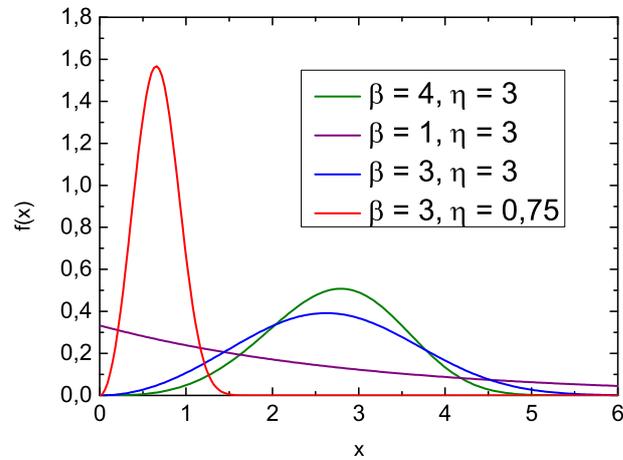


FIGURE 1.18 – Loi de Weibull pour différents paramètres β et η .

Les courants de fuite sont aussi des paramètres à vérifier en cours de vieillissement. Dans le cas d'un transistor MOSFET par exemple, une possible dégradation de la couche d'oxyde peut se voir lorsque le courant de grille augmente (fuite de courant à travers un défaut). De plus, les caractéristiques dynamiques du composant peuvent être modifiées indépendamment des indicateurs statiques. Les capacités parasites grille-source (C_{GS}), drain-source (C_{DS}) et grille-drain (C_{GD}) ne peuvent être mesurées qu'en analyse fréquentielle.

Ces dégradations sur les paramètres statiques et dynamiques, comme nous le verrons par la suite dans le cadre spécifique de la technologie GaN, peuvent être réversibles au cours du temps. Elles sont généralement causées par les phénomènes de piégeage de charges.

Les causes principales de dégradation dans les composants électroniques sont multiples : Elles peuvent venir des effets de la température, du courant et du champ électrique. Leurs conséquences sont de plusieurs ordres telles que par exemple :

- Des interdiffusions de matériaux
- Des phénomènes d'électromigration
- Le piégeage de charge par effets de porteurs *chauds*.

La dissipation des calories dans un composant de puissance est généralement délicate. Le rendement de l'amplificateur n'étant pas de 100%, une partie de l'énergie électrique sera dissipée sous forme de chaleur dans la zone active du composant. Cette chaleur est ensuite majoritairement évacuée vers le bas de la puce, d'où l'importance du substrat sur les performances thermiques du composant.

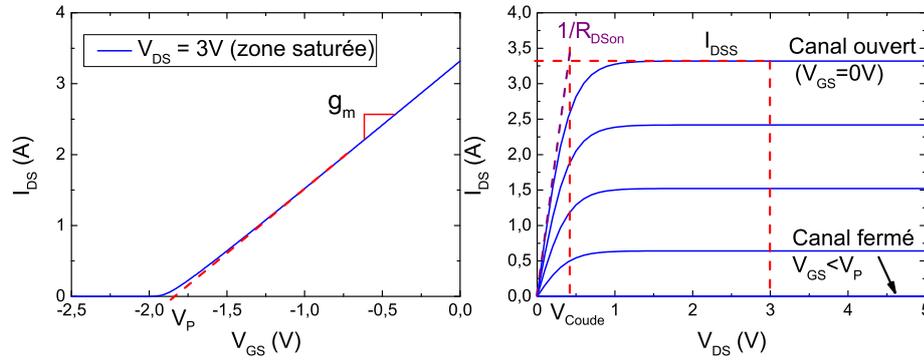


FIGURE 1.19 – Exemples de paramètres statiques d'un transistor : réseaux pulsé entrée-sortie et réseau IV pulsé.

Les effets de la température dans les composants ont différentes conséquences : diffusions de matériaux (interfaces Schottky, contacts ohmiques), changements de phase (brasures) et modification des propriétés mécaniques. Ces dégradations vont bien évidemment avoir un impact sur les performances du composant. Par exemple, l'interdiffusion de matériaux à la jonction Schottky peut entraîner une différence de tension de pincement qui se ressentira sur le courant de drain et sur la puissance de sortie de l'amplificateur [66]. Les effets thermiques sont la cause de dégradation la plus observée sur les transistors de puissance RF (les densités de puissance étant élevées).

Ces évolutions dues à la thermique se modélisent généralement bien par la loi d'Arrhénius :

$$\tau = A.e^{-\frac{E_a}{kT}} \quad (1.12)$$

Où τ est la constante de temps de la réaction, k est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin, E_a est l'énergie d'activation (un phénomène physique précis donne une énergie d'activation bien définie) en électron-volt et A un facteur d'ajustement. Cette loi est très utilisée pour modéliser la vitesse des réactions physico-chimiques. L'analogie est faite ici entre la vitesse de réaction et le MTTF (ou TTF si le nombre de composants en test est trop faible) si celui-ci ne dépend que de la température (en première approximation). En effet, l'énergie d'activation ne dépend pas de la température lorsque celle-ci n'est pas extrême. Il est alors possible d'écrire la relation suivante :

$$MTTF = A'.e^{-\frac{E_a}{kT}} \quad (1.13)$$

Les fondeurs de composants sont les premiers à évaluer cette durée de vie liée à la thermique, ce genre de test étant relativement aisé à mettre en place. Pour cela, le composant est chauffé à une température T_C donnée (on se rapporte donc à la température de jonction T_J via la résistance thermique R_{TH}) pour accélérer le vieillissement, polarisé dans une certaine

classe de fonctionnement (dans le cas d'un composant RF) et soumis soit à des impulsions radiofréquences, soit à une excitation CW (*continuous wave* ou onde continue). La baisse graduelle de la puissance de sortie (ou tout autre paramètre critique du composant) est extrapolée jusqu'à la limite de dégradation fixée par le cahier des charges (par exemple 10%), ce qui donnera un TTF pour chaque composant. La moyenne de ces données sur un échantillon assez grand permet d'obtenir le MTTF à une température. En faisant ce test à trois températures minimum afin d'obtenir une précision suffisante sur l'énergie d'activation de la(des) dégradation(s) (figure 1.20), il est possible d'évaluer la durée de vie du composant à une température quelconque, dans la limite (parfois floue) où elle n'est pas extrême : certains phénomènes de dégradations sont activés à forte température et viendraient biaiser l'étude.

La correction pour passer de la durée de vie à une température de vieillissement T_2 à une autre T_1 se fait comme suit :

Pour le test à la température T_1 :

$$MTTF(T_1) = A.e^{-\frac{E_a}{kT_1}} \quad (1.14)$$

Pour le test de vieillissement à la température T_2 :

$$MTTF(T_2) = A.e^{-\frac{E_a}{kT_2}} \quad (1.15)$$

On peut donc écrire le facteur d'accélération :

$$A_F = \frac{MTTF(T_2)}{MTTF(T_1)} = e^{-\frac{E_a}{k} \cdot \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)} \quad (1.16)$$

Et donc :

$$MTTF(T_2) = A_F.MTTF(T_1) \quad (1.17)$$

Ces calculs de MTTF et de facteurs d'accélération peuvent dépendre d'autres paramètres. Le phénomène d'électromigration (induit par les fortes densités de courants [68]) est modélisable par la loi empirique de Black [69] :

$$MTTF \propto \tau = AJ^{-n}.e^{-\frac{E_a}{kT}} \quad (1.18)$$

Avec J la densité de courant A et n des facteurs d'ajustement (A dépend de la surface du semiconducteur), T la température de jonction et k la constante de Boltzmann. Cette relation ressemblant beaucoup à la loi d'Arrhénius, il est aussi possible d'écrire le facteur d'accélération dépendant de la densité de courant dans le semi-conducteur, comme suit :

$$A_F = \left(\frac{J_1}{J_2}\right)^n .e^{-\frac{E_a}{k} \cdot \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)} \quad (1.19)$$

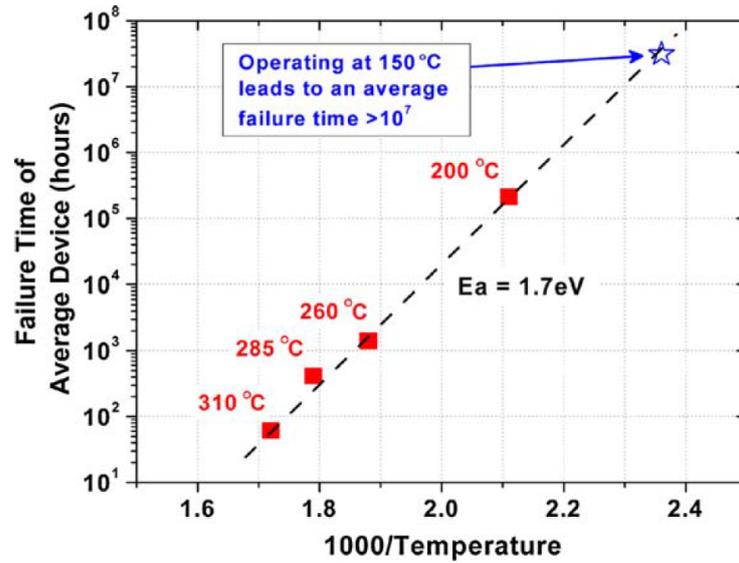


FIGURE 1.20 – Diagramme d'Arrhénius pour un composant HFET GaN sur silicium correspondant à une dégradation d'origine thermique [67]. Une énergie d'activation de 1.7 eV est extraite.

De la même façon que précédemment, la durée de vie du composant soumis à de fortes densités de courant peut être modélisée avec précision. Les effets délétères de l'électromigration peuvent être expliqués par les mouvements d'atomes provoqués par les fortes températures et les fortes densités de courant. Le transfert de quantité de mouvement s'effectue entre les nombreux porteurs de charge et les atomes de la structure. Lorsque le mouvement des atomes n'est pas uniforme, des lacunes de matériau peuvent apparaître et induire une ouverture du circuit. A contrario, des agrégats de matière peuvent s'accumuler pouvant créer des courts-circuits entre les pistes adjacentes (figure 1.21).

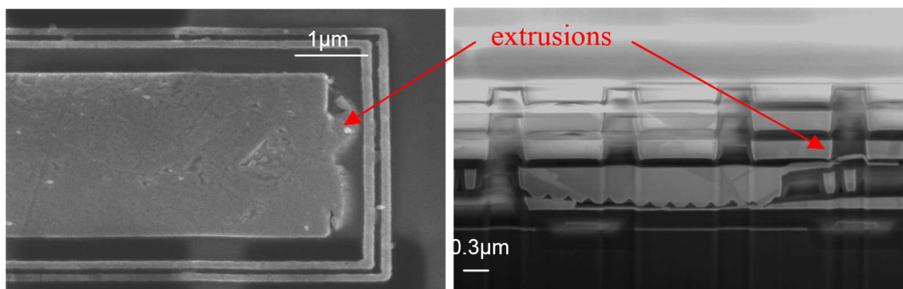


FIGURE 1.21 – Exemple de dégradation induite par électromigration [70]

Les tensions de polarisation des composants de puissance étant de plus en plus élevées et en ajoutant les excursions dues au signal RF, le champ électrique peut devenir très important en certains points du composant.

La dernière cause principale de dégradation dans ces composants concerne donc le champ électrique et particulièrement l'un de ses effets : Les porteurs *chauds*. A l'équilibre thermodynamique, les électrons peuvent circuler dans la bande de conduction (E_C) avec une énergie $E \approx E_C + kT$. Lorsque le semi-conducteur est soumis à un champ électrique, la force coulombienne va s'appliquer aux porteurs de charge en les accélérant. L'énergie cinétique de ces porteurs va grandement augmenter. Une analogie avec la température est possible : leur énergie pourra s'écrire $E \approx E_C + kT_e$, la température T_e correspondant aux effets conjoints de la température du matériau et l'accélération du champ électrique (température effective). A de forts niveau d'énergie cinétique, ces électrons dits *chauds* vont pouvoir endommager la structure cristalline du semi-conducteur en ionisation par impacts ou par effet d'avalanche. Dans un HEMT GaN, le phénomène est principalement présent au niveau du pied de grille côté drain, endroit où le champ électrique est le plus intense (1.22).

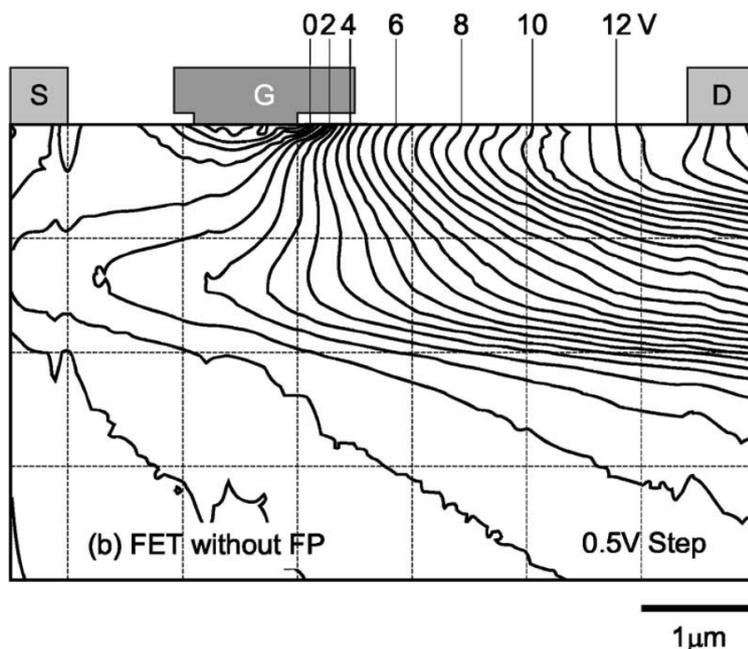


FIGURE 1.22 – Distribution du potentiel dans une FET en GaN sans plaque de champ [71].

De plus, ces électrons peuvent se retrouver piégés dans certaines régions du transistor à cause de leur accélération trop importante (comme le substrat ou la couche d'AlGaIn par exemple). Ces électrons piégés vont créer des charges d'espace modifiant les performances du composant (variation de V_p et donc de I_{DSS} , baisse de gm).

Dans le cas d'injection de porteurs *chauds* (HCI pour *Hot Carrier Injection*), le MTTF peut être estimé à partir du modèle de Takeda [72] :

$$MTTF \propto \tau \propto e^{\left(\frac{1}{V_D}\right)} \quad (1.20)$$

Où V_D correspond à la tension de drain appliquée au composant en fonctionnement.

L'injection de porteurs *chauds* est un problème de fiabilité de plus en plus gênant suite à l'augmentation des tensions applicables dans les composants (notamment dans le GaN, suite à son champ de claquage élevé). Cet effet est fonction des champs électriques internes au composant. Il est donc par voie de conséquence affecté par la longueur du canal et la tension grille-drain atteinte. L'une des voies d'amélioration de cet effet est l'ajout d'une plaque de champ (ou *field plate*) relié à la source, comme nous le verrons dans la prochaine section.

1.4.3 Mécanismes de dégradation relatifs à la technologie GaN

De nombreux efforts ont été engagés récemment afin de caractériser les mécanismes de défaillance observables dans les technologies GaN [73,74]. La figure 1.23 reprend les principales défaillances observées.

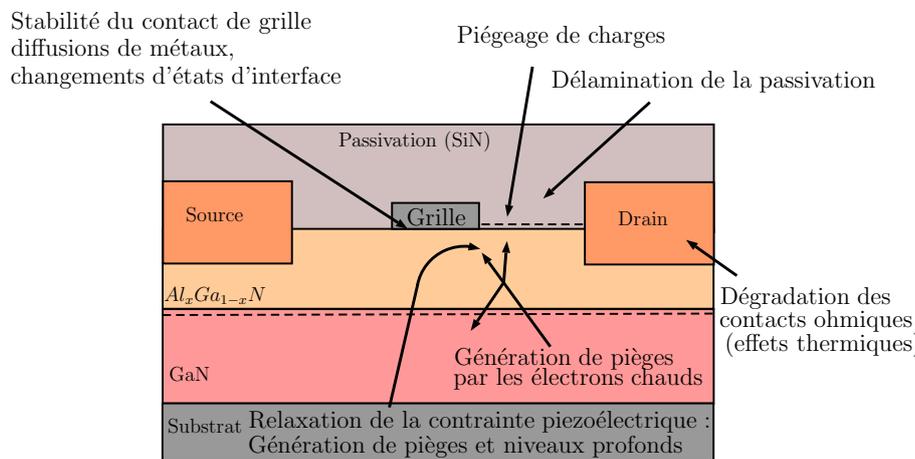


FIGURE 1.23 – Mécanismes de dégradations observés dans les HEMTs GaN.

Il est possible de scinder ces dégradations en trois parties distinctes, comme nous l'avons vu dans la section précédente, selon leurs causes : Les effets activés par la thermique (délamination de la passivation, stabilité du contact de grille, dégradation des contacts ohmiques), les causes liées à la densité de courant (électromigration au niveau de la grille) et l'impact du

champ électrique (effet piézoélectrique inverse, génération de pièges par les porteurs chauds). Les effets de pièges, quant à eux, seront abordés plus en détails en fin de chapitre.

1.4.3.1 Mécanismes de dégradation activés par la température

La plupart des phénomènes activés thermiquement dans la technologie HEMT GaN ont déjà été observés sur d'autres technologies (Si, InP, GaAs, SiGe, ...). Cependant, les hautes températures de jonction atteignables (dues à la forte densité de puissance dissipée dans ces composants) vont être critiques pour l'activation de ce type de défaillances.

La couche de passivation (SiN ou Si_3N_4) protégeant la surface du composant des effets extérieurs et des courants de fuite à la surface du semi-conducteur (elle limite les liaisons pendantes) est par exemple un élément pouvant être sensible aux hautes températures. Elle est primordiale pour la fiabilité des composants : Les transistors non passivés montrent de plus fortes dégradations que leurs homologues protégés [75]. Cette couche, si elle n'est pas correctement contrôlée, présentera un risque de délamination (figure 1.24). Ce genre de défaut va générer des états d'interfaces parasites à l'interface passivation/AlGaN (ou passivation/GaN si on considère la couche de *cap layer*), l'une des causes du phénomène de grille virtuelle (comme nous le verrons dans la section de ce chapitre dédiée aux pièges) [76].

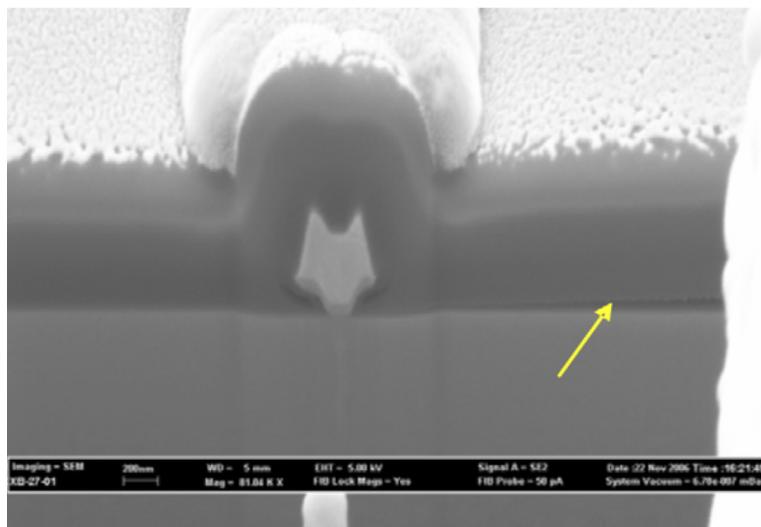


FIGURE 1.24 – Cross-section d'un doigt de HEMT AlGaN/GaN au FIB (image MEB) présentant une délamination de la couche de passivation [76].

Le phénomène de *gate sinking* (interdiffusion au niveau de la grille) a été identifié pour la première fois en 1986 [77] comme le phénomène de dégradation principal des MESFETS et HEMT en GaAs. Cette dégradation du semi-conducteur à l'interface Schottky n'est heureusement que peu observée sur les jonctions Ni/Au, Pt/Au et Mo/Au communément utilisées

sur les technologies GaN à ce jour [73].

Les contacts ohmiques ne sont pas en reste et peuvent potentiellement présenter des effets d'interdiffusion avec les métaux. Chou *et. al* [78] ont montré cependant la stabilité thermique de HEMTs AlGaN/GaN ($0.25 \mu\text{m}$ de longueur de grille) comportant une jonction Schottky basée à base de Pt/Au et des contacts ohmiques en Ti/Al/Pt/Au (empilement de couches avec recuit). Ils ont appliqué un cycle de step-stress en température de 48h de 300 à 390°C, le composant étant polarisé à $V_{DS}=10\text{V}$ et $I_{DS}=500\text{mA}/\text{mm}$. Les caractéristiques I-V des jonctions Schottky sont restées inchangées et aucune interdiffusion de métal aux contacts ohmiques ou sur la grille n'a été observée.

Cependant, ce type de dégradation est toujours observable selon les métallisations de grille, en particulier quand les conditions de vieillissement sont très intenses : Fonder *et. al.* [66] ont montré une interdiffusion Au-Ni au niveau de la grille (Au/Ni/AlGaN) d'un HEMT GaN en vieillissement RFHTOL (*RadioFréquence High Temperature Operating Life*) au milieu du composant (figure 1.25), à des endroits correspondant à des vides de brasure entre la puce et son boîtier (la résistance thermique étant dégradée à ces endroits). Les composants vieillis ont montré une évolution de leur tension de pincement V_p .

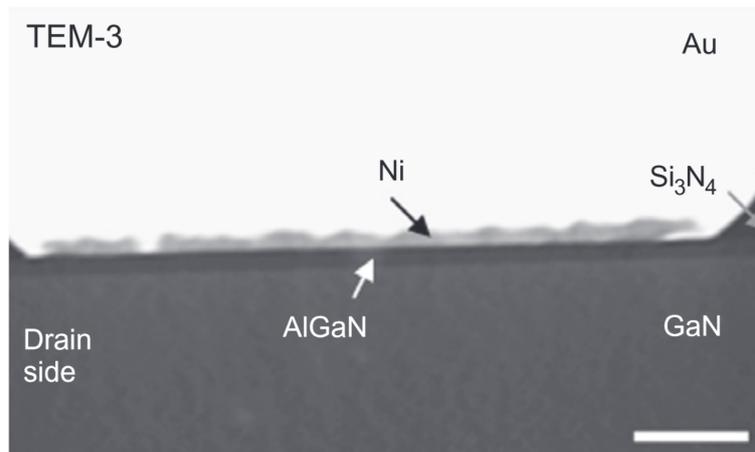


FIGURE 1.25 – Dégradation de la métallisation de grille ($0.5 \mu\text{m}$ de longueur) d'un HEMT GaN après vieillissement RFHTOL [66] (image STEM-HAADF). Une interdiffusion Au-Ni est associée à une évolution de la tension de pincement V_p .

Ce genre de dégradation a aussi été observé par Singhal *et. al.*. Ils ont montré en coupe FIB puis analyse TEM la consommation d'une couche interfaciale entre la métallisation Ni/Au et la couche d'AlGaN [79], correspondant à une augmentation de V_p et en conséquence une diminution de I_{DSS} .

Enfin, Sozza *et al.* ont présenté le comportement de contacts Schottky (Mo/Au) et ohmiques (Ti/Al/Ni/Au recuits pendant 30s à 900°C) pendant un stockage thermique de 2000h à 340°C [80, 81]. Les contacts ohmiques se sont trouvés stables aux effets de la température (moins de 2% de variation). Quant à la hauteur de barrière Schottky, celle-ci a augmenté de 0.8 à 0.95 eV pour atteindre une stabilisation. Les interactions aux interfaces sont susceptibles d'avoir été modifiées pendant le vieillissement, la structure de grille ayant été inchangée (vérification par analyse spectroscopique Auger). Cette stabilisation de la grille va nous intéresser dans le chapitre 4.

1.4.3.2 Mécanismes de dégradation activés par le courant électrique

En plus des effets thermiques, les courants électriques passant dans le transistor sont une cause possible d'évolution de sa topologie au cours du vieillissement. Kuzmik *et al.* ont mis en évidence des effets de burnouts localisés suite à des overstress électriques (EOS ou *Electrical Overstress*) : Les HEMTs AlGaIn/GaN ont été stressés sous des impulsions de 100 ns, les courants et tension étant moyennés sur 85 à 95 ns de manière à atteindre 1.25 A/mm. Les composants ont ensuite été ouverts en face arrière pour une observation à la caméra thermique (figure 1.26).

Ces observations permettent de mettre en évidence des points sombres à proximité des grilles polarisées. De plus, les mesures IV sur les grilles Schottky ont montré une évolution de leur caractéristique. Ces dégradations ont été attribuées à de l'électromigration due aux forts courants passant dans le transistor lors de l'EOS suite à des observations électro-optiques. Cependant, le terme exact reviendrait plutôt à un burnout localisé puisque l'électromigration est un phénomène d'usure tandis que les EOS se rangent dans la catégorie des tests de robustesse.

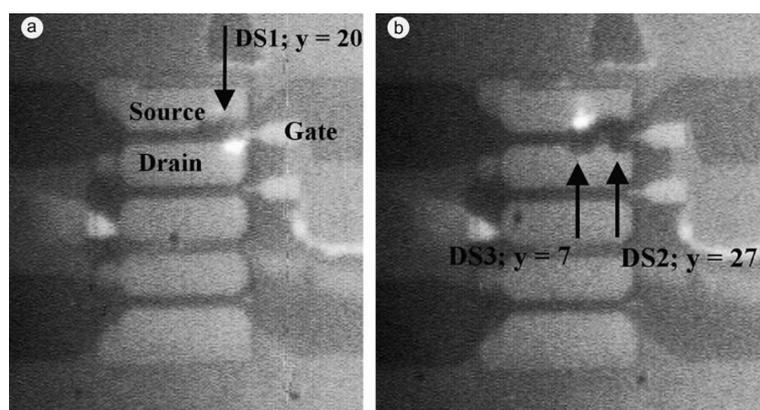


FIGURE 1.26 – Image face arrière d'un HEMT AlGaIn/GaN en caméra thermique après un overstress électrique ($I_{stress} = 1.25 A/mm$) sur le drain (a) et sur la source (b) [82]. Les flèches indiquent l'apparition de points sombres attribués à de l'électromigration.

De plus, Dietrich et son équipe ont aussi observés des dégradations dues à cet effet sur leurs HEMTs [83] : Les composants ont subi des stress en fonctionnement radiofréquence, l'alimentation dc étant fixée à $V_{DS}=20V$ et $P_{DC-DISS}=15W/mm$, avec une PAE de 40% et une puissance RF de sortie de $10W/mm$. Après 5 min de stress, les composants sont remesurés et comparés à leur état initial. Une chute du courant de drain est observée (jusqu'à 8%). Une analyse MEB du composant après vieillissement confirme l'origine de la dégradation comme étant de l'électromigration due aux forts courants.

1.4.3.3 Mécanismes de dégradation activés par le champ électrique

En plus des hautes températures et forts courants atteignables au sein des HEMTs GaN, les importants champs électriques inhérents à leur utilisation vont induire des phénomènes de dégradation supplémentaires.

L'un de ces phénomènes critiques est du à l'effet piézoélectrique inverse. Nous avons vu précédemment que le GaN et l'AlGaN sont des matériaux piézoélectriques : ils vont créer un dipôle entre leurs faces sous contrainte mécanique. Ce phénomène est cependant réversible : l'application d'un champ électrique va induire une contrainte mécanique sur le matériau. Les fortes tensions V_{GD} au sein des HEMTs vont donc appliquer un champ vertical colinéaire au champ résultant de la contrainte mécanique naturelle à l'empilement GaN/AlGaN sous la grille et côté drain (figure 1.27), participant à l'augmentation de cette contrainte mécanique.

En effet, la source étant usuellement reliée au plan de masse, c'est du côté drain que le champ électrique sera le plus important au sein du composant et donc, l'endroit privilégié pour ce type de contrainte. Les excursions de tension de drain en amplification RF vont, de plus, atteindre deux fois la tension de polarisation DC du composant, aggravant la situation.

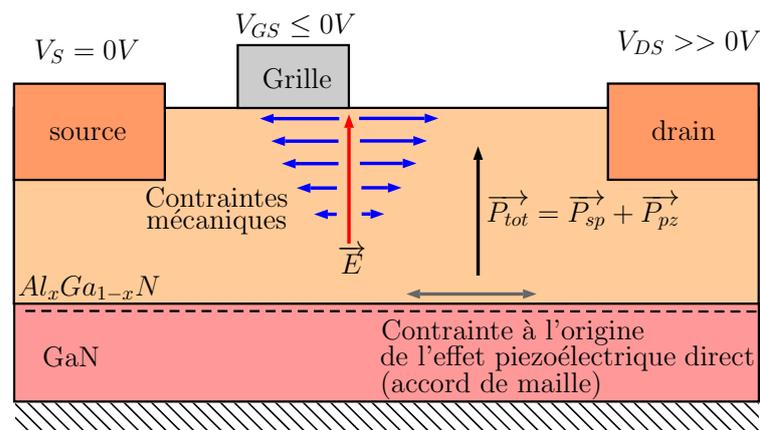


FIGURE 1.27 – Effet piézoélectrique inverse : le fort champ dérivant du haut potentiel V_{GD} induit des contraintes mécaniques supplémentaires à la couche d'AlGaN.

Il y aura donc une tension V_{GD} (et donc un champ électrique) critique au-delà duquel la défaillance va soudainement apparaître [84]. En effet, l'énergie élastique emmagasinée dans l'AlGaN doit atteindre son point critique avant de se relâcher, sous forme de défauts cristallins tels que les dislocations ou les *pits* et les *cracks* [85] qui peuvent servir par exemple de chemins de fuites. Le courant en lui-même ne jouera pas un rôle prépondérant en dehors de l'auto-échauffement du composant, la température étant cependant capable d'exacerber le phénomène [86]. Le champ électrique parallèle au canal (provenant de V_{DS} aura moins d'impact sur la contrainte mécanique, du fait de sa non co-linéarité avec le champ induit par la polarisation totale dans l'AlGaN.

L'observation de ces défauts a été conduite par Park et. al. après un vieillissement (DC-life test) sous forte tension de drain [87]. La formation de *cracks* en coin de grille côté drain est présentée en figure 1.28. Le degré de formation du défaut est fortement corrélé à la dégradation du courant maximum.

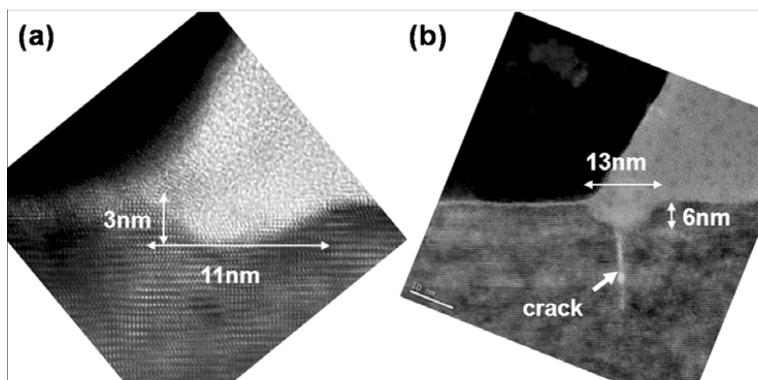


FIGURE 1.28 – Observation en HRTEM des défauts coin de grille côté drain après un vieillissement DC sous forte tension de drain a) pour une chute de $I_{d_{max}}$ de 19% et b) de 58% [87]. La formation de *cracks* est mise en évidence dans le deuxième cas.

L'effet piezoélectrique inverse a aussi été retrouvé en tests HTRB (*High Temperature Reverse Bias*) par Zanoni et son équipe [88]. Le courant de fuites de grille des composants a critiqueusement augmenté pendant ce vieillissement. Leurs analyses en électroluminescence ont démontré que ce courant de fuites est localisé dans des points précis sur les bords de grille, correspondant certainement à des défauts dans le semi-conducteur ou dans l'interface Schottky. La densité de ces *spots* a aussi augmenté pendant le stress, en corrélation avec celle du courant de fuite ainsi que l'augmentation des effets de pièges (effets mémoires).

L'injection de porteurs chauds est un autre effet délétère du champ électrique (comme nous l'avons vu précédemment). Cette fois, il s'agit du champ généré parallèle au canal induit par V_{DS} . Cependant, les conséquences de cet effet seront traitées dans la section sur les pièges à la fin de ce chapitre. Ce phénomène n'est pas présent seulement dans les HEMTs AlGaN/GaN :

Tous les composants fonctionnant à forte tension sont susceptibles d'être impactés par ce genre de dégradations, comme les MOSFET par exemple [89].

Afin de pallier aux dégradations d'origine électrique, les chercheurs et les fondeurs de composants ont adapté la structure des composants afin de placer une plaque de champ (appelée communément *field plate*) reliée à la source et passant au dessus de la grille, afin de diminuer le pic de champ électrique au niveau du coin de grille côté drain. Ce *field plate* permet donc d'augmenter la tension de claquage du composant : Li *et. al.* ont par exemple obtenu une tension de claquage de $V_{BR} = 110$ V grâce à un *field plate* dans un HFET GaN.

La figure 1.29 présente un schéma d'une telle structure avec l'utilisation d'une grille en T. Cette topologie permet de concilier une faible résistance d'accès et une réduction de la longueur de grille : Les électrons ont moins de distance à parcourir donc la fréquence de transition du transistor sera plus importante. Cependant, la faible longueur de grille implique une forte augmentation du champ électrique côté drain, entraînant une limitation de la tension de claquage [90]. Pour limiter cette faiblesse, la distance grille-drain doit être augmentée pour baisser le pic du champ électrique. Cela doit se faire dans la limite où la résistance d'accès de drain (qui augmente avec L_{G-D}) n'est pas trop importante, sous peine de dégradations des performances en puissance [91].

L'effet de la longueur du *field plate* utilisé est présenté en figure 1.30. Sa longueur doit être optimisée afin de réduire le pic de champ électrique mais aussi en limitant les effets capacitifs parasites formés par sa présence [1].

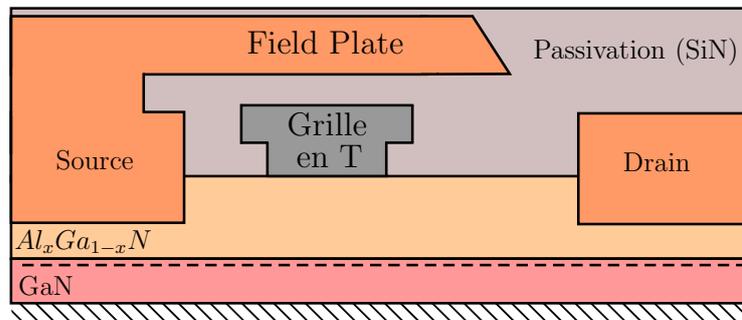


FIGURE 1.29 – Structure d'un HEMT avec un *field plate*, et une grille en T.

Bon nombre de mécanismes de défaillances possibles au sein des HEMTs GaN ont été identifiés et expliqués. Leur nombre et le couplage possible de leurs causes rendent complexe la compréhension de leur comportement en conditions opérationnelles. Ancona et son équipe ont développé un modèle couplé multi-dimensionnel thermo-électro-mécanique afin de mieux comprendre le comportement de ces composants [92].

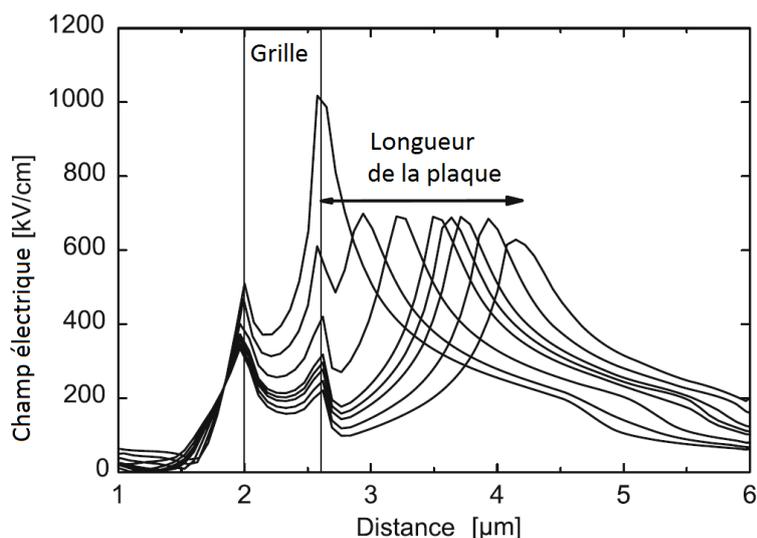


FIGURE 1.30 – Effet de la longueur du *field plate* sur le champ électrique interne au composant [1]

Ces mécanismes de dégradation sont à ce jour relativement bien maîtrisés. Il reste néanmoins un phénomène parasite délétère au bon fonctionnement de ces composants : Les mécanismes de piégeage de charge restent un écueil à l'utilisation à grande échelle de ce type de composants.

1.5 Mécanismes de piégeage

Les phénomènes de piégeage sont observés lorsque les techniques de dépôt des couches de matériaux ne sont pas suffisamment maîtrisées. Ils sont donc bien évidemment très peu présents au sein des technologies silicium, technologie de référence depuis le début de la microélectronique, en particulier car elles possèdent un oxyde stable. Les pièges y sont donc moins nombreux, a contrario des technologies HEMT où le 2DEG est fortement influencé par les niveaux de pièges aux interfaces semiconducteur/nitride. Ces phénomènes ont été problématiques pour le développement de la technologie GaAs [93, 94] et sont aujourd'hui l'un des phénomènes parasites les plus importants de la technologie GaN.

1.5.1 Éléments de théorie sur l'émission et la capture des pièges

Lorsque les couches de matériaux sont de mauvaise qualité (atomes de pollution, défauts cristallographiques tels que les dislocations ou la présence de lacunes) ou que les interfaces sont mal maîtrisées (états d'interfaces, liaisons pendantes), les défauts cristallins vont générer des niveaux profonds à l'intérieur de la bande interdite du semi-conducteur. Ces niveaux vont avoir tendance à capturer et émettre des porteurs (figure 1.31), le phénomène de recombinaison électron-trou assisté par piège étant donné à titre indicatif. En fonction du type de porteur susceptible d'être capturé, les pièges sont dits soit donneurs soit accepteurs.

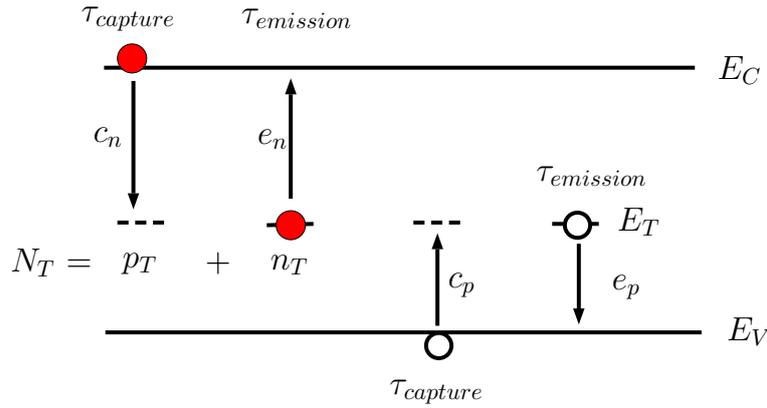


FIGURE 1.31 – Processus de capture et d'émission de porteurs avec des niveaux profonds, pour les électrons (pièges donneurs) et les trous (pièges accepteurs) ainsi que la recombinaison électron-trou assistée par piège.

Pour obtenir le comportement temporel de la densité de pièges occupés n_T , la relation entre les phénomènes d'émission et de capture des porteurs doivent être considérées. Le taux de capture des électrons est proportionnel au nombre d'électrons présents dans la bande de conduction n et le nombre de niveaux profonds libres p_T . Ce total de niveaux profonds libres est quant à lui égal à :

$$p_T = N_T - n_T \quad (1.21)$$

Où N_T correspond à la densité totale de défauts. Comme la capture augmente forcément la concentration en électrons du défaut, le taux est toujours positif et donné par :

$$\frac{\partial n_T}{\partial t} \Big|_{\text{capture}} = c_n p_T n \quad (1.22)$$

La constante c_n représente le coefficient de capture des électrons (en $\text{cm}^3 \text{s}^{-1}$). Pour le cas de l'émission d'un électron à partir d'un piège jusqu'à la bande de conduction, vu que celle-ci est principalement vide, le taux d'émission est indépendant du nombre d'états finaux vides. Le taux est limité par le nombre d'états occupés par les électrons.

Nous avons donc :

$$\frac{\partial n_T}{\partial t} \Big|_{\text{emission}} = -e_n n_T \quad (1.23)$$

Ici, e_n représente le taux d'émission des électrons (en s^{-1}). En reprenant les mêmes raisonnements, nous obtenons pour les trous :

$$\frac{\partial n_T}{\partial t} \Big|_{\text{capture}} = -c_p n_T p \quad (1.24)$$

$$\left. \frac{\partial n_T}{\partial t} \right|_{\text{emission}} = e_p p_T \quad (1.25)$$

Où c_p est le coefficient de capture des trous et e_p le taux d'émission de ceux-ci.

En combinant les équations 1.23 à 1.25 de manière à prendre en compte tous les phénomènes possibles, on obtient la variation du taux d'occupation :

$$\frac{\partial n_T}{\partial t} = \underbrace{(c_n p_T n - e_n n_T)}_{\text{bande de conduction}} - \underbrace{(c_p n_T p - e_p p_T)}_{\text{bande de valence}} \quad (1.26)$$

Si l'on considère qu'à l'équilibre, les phénomènes doivent se contre-balancer, le taux d'émission et de capture pour chaque bande doivent être nuls. On peut donc obtenir un lien entre le coefficient de capture et le taux d'émission pour chaque type de porteurs. Par exemple, pour la bande de conduction en utilisant 1.26 et 1.21 :

$$e_n = c_n n \frac{p_T}{n_T} = c_n n \left(\frac{N_T}{n_T} - 1 \right) \quad (1.27)$$

Les phénomènes de génération-recombinaison étant régis par la statistique de Fermi-Dirac, il est possible d'établir une relation entre la densité de pièges occupés et la densité totale de pièges n_T et N_T à l'équilibre :

$$\frac{n_T}{N_T} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_T - E_F}{kT}}} \quad (1.28)$$

Avec E_T le niveau du piège, E_F le niveau de Fermi du semi-conducteur, T la température en Kelvin et k la constante de Boltzmann. Le niveau de Fermi contrôle aussi le nombre d'électrons dans la bande de conduction n et la concentration de porteur intrinsèque n_i :

$$n = n_i e^{\frac{E_F - E_i}{kT}} \quad (1.29)$$

ainsi que :

$$n_i = N_C e^{\frac{E_i - E_C}{kT}} \quad (1.30)$$

Avec N_C la densité effective d'états dans la bande de conduction et E_i le niveau de Fermi intrinsèque.

La relation 1.27 peut donc s'écrire comme :

$$e_n = c_n N_C e^{\frac{E_T - E_C}{kT}} \quad (1.31)$$

Donc pour la bande de valence :

$$e_p = c_p N_V e^{\frac{E_V - E_T}{kT}} \quad (1.32)$$

Le taux de capture est de plus défini par :

$$c_n = \sigma_n v_{th} n \quad (1.33)$$

Où σ_n est la section de capture du piège considéré (pour les électrons) et v_{th} , la vitesse thermique :

$$v_{th} = \left(\frac{3kT}{m_n} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.34)$$

Avec m_n la masse effective des électrons dans le matériau. On peut aussi écrire :

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_n kT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (1.35)$$

L'équation 1.33 peut être réinjectée dans l'équation 1.31 afin de déterminer la constante d'émission τ_n des électrons pour un piège situé à l'énergie $E_C - E_T$:

$$\tau_n = \frac{e^{\frac{E_C - E_T}{kT}}}{\sigma_n v_{th} N_C} \quad (1.36)$$

On peut réécrire cette équation sous la forme suivante :

$$\tau_n T^2 = \frac{e^{\frac{E_C - E_T}{kT}}}{\gamma_n \sigma_n} \quad \text{Où } \gamma_n = \left(\frac{v_{th}}{T^{\frac{1}{2}}} \right) \left(\frac{N_C}{T^{\frac{3}{2}}} \right) \quad (1.37)$$

Ici, τ_n est défini comme l'inverse de e_n et s'appelle la constante de temps d'émission du piège. Il est important de noter que sa dépendance en température dépend de son niveau d'énergie $E_C - E_T$. γ_n est le terme obtenu en divisant les dépendances en température de v_{th} et N_C (équations 1.34 et 1.35). En appliquant le logarithme népérien sur cette équation, nous obtenons la relation d'Arrhénius pour le piège :

$$\ln(\tau_n T^2) = E_a \frac{q}{kT} - \ln(\gamma_n \sigma_n) \quad (1.38)$$

Où E_a est l'énergie d'activation, correspondant à $E_C - E_T$ exprimée en eV. Elle représente la barrière d'énergie que l'électron (ou le trou dans le cas inverse) aura à fournir pour revenir à

la bande d'énergie adéquate. Cette expression est bien connue des chimistes pour représenter la cinétique des réactions chimiques en fonction de la température.

Lors des mesures de constantes de temps effectuées sur les composants (les différentes techniques de caractérisation seront passées en revue dans le chapitre 3), il est utile de représenter leur évolution avec la température à l'aide d'un graphe d'Arrhénius ($\ln(\tau T^2) = f(\frac{q}{kT})$). La pente de la droite associée sera directement l'énergie d'activation. L'ordonnée à l'origine permet quant à elle d'extraire la section de capture du piège.

1.5.2 Les pièges dans les HEMTs AlGaN/GaN et leurs conséquences

Les phénomènes parasites de piégeage limitent fortement le fonctionnement RF des transistors HEMTs AlGaN/GaN. Ces défauts étant en général déjà présents à l'état initial, on ne peut donc pas à proprement parler de dégradation. Cependant, leur état est susceptible d'évoluer pendant le vieillissement, ce qui posera un problème du point de vue de la fiabilité. Les constantes de temps associées aux retards de courant observables sont incluses dans une large gamme de temps : De quelques μs [95] à quelques heures ou jours [96,97].

Les mesures de pièges utilisées dans la littérature ont permis de mettre en évidence en moyenne 1 à 2 pièges différents par décade temporelle au sein du GaN. D'importants travaux de synthèse ont été menés afin de répertorier les défauts présents dans ces transistors (tableau 1.32, [98]).

Parmi les divers défauts potentiellement observables, l'énergie d'activation associée au Fer dans le buffer de GaN (utilisé comme dopant) à $E_C-0.57$ eV est couramment observée [99–101]. Ce défaut peut aussi se retrouver à $E_C-0.5$ eV [102] à 0.72 eV [103], à $E_C-0.34$ eV [104] et à $E_V+2.5/3$ eV en piège accepteur [105].

Les techniques de dépôt des couches à base de GaN demandant encore du travail pour ne pas présenter de défauts, les lacunes de gallium présentes dans les couches de GaN et d'AlGaN sont autant de centres de piégeage possibles. Le gallium, par exemple, peut avoir plusieurs énergies d'activation associées : On peut l'observer à $E_C-0.6/0.64$ eV et $E_C-1.118$ eV [106] dans le cas d'une lacune formant un complexe avec une impureté d'oxygène (centre VGa^+O), $E_V+0.85/0.94$ eV [102], $E_C-0.96$ eV (lacunes de gallium ou azote en interstitiel) [107], $E_C-2.47/2.49$ eV [108] et $E_C-2.6/2.64$ eV [109,110] en formant un complexe avec une impureté d'hydrogène (complexe VGa-H ou VGa-2H).

L'azote étant un élément relativement petit par rapport au gallium (présent deux lignes au dessus du Ga dans le tableau périodique), il aura une facilité à se placer en site interstitiel avec une énergie d'activation de $E_C-0.76$ eV [107] et $E_C-0.89$ eV [111] et $E_C-0.96$ eV [107].

La pollution de carbone d'hydrogène et d'oxygène au sein du composant, provenant par exemple d'un mauvais vide dans le bâti lors de la croissance des couches de matériau, va

Reference papers	Analyzed samples	Deep level energy (eV)	Interpretations
Umana-Membreno [95], Soh [30], Park [83], Cho [36], Johnstone [89], Cho [37], Choi [62], Arehart [43], Cho [86], Chen [45]	Various GaN-based devices	EC - 0.09/0.27	Nitrogen vacancies
Chen [45]	n-GaN	EC - 0.12	Surface
Lee [77]	TMGa GaN	EC - 0.14	Carbon or hydrogen impurities
Polyakov [91]	p-GaN	EC - 0.15	Mg ionization
Gassoumi [72], Okino [39]	AlGaIn/GaN HEMT	EC - 0.3/0.34	Possibly AlGaIn surface
Heitz [71]	Fe doped GaN	EC - 0.34	Fe ³⁺ /2+
Umana-Membreno [95]	n-GaN	EC - 0.355	Mg impurities
Soh [30]	Si doped GaN	EC - 0.37/0.4	Si dopant
Caesar [18], Tapajna [17], Lee [77]	Various GaN-based devices	EC - 0.44/0.49	C/O/H impurities, possibly in nitrogen substitutional position
Cho [37], Cho [36], Umana-Membreno [75], Stuchlikova [46], Ashraf [61], Arehart [43], Chung [34], Chen [45], Fang [35]	Various GaN-based devices	EC - 0.5/0.62	Nitrogen antisites
Polyakov [51]	Fe doped GaN	EC - 0.5	Fe dopant
Cardwell [97]	AlGaIn/GaN HEMT	EC - 0.57	influenced by Fe dopant
Chen [47]	n+p GaN diode	EC - 0.59	Si dopant
Hacke [32], Hierro [66]	Mg doped p-type GaN	EC - 0.6/0.62	Mg-H complex formation
Stuchlikova [46]	AlGaIn/GaN HFET	EC - 0.6/0.64	VGa + Oxygen complex
Jhonstone [89]	n-type GaN	EC - 0.613	Nitrogen vacancies
Okino [39]	AlGaIn/GaN MIS-HEMT	EC - 0.68	Surface
Silvestri [96]	Fe-doped AlGaIn/GaN HEMT	EC - 0.72	Fe dopant
Ashgar [68]	GaN pn diode	EC - 0.76	Nitrogen interstitials
Polyakov [51], Calleja [57]	Fe-doped or U.I.D. GaN	EV + 0.85, 0.94	Gallium vacancy
Fang [35]	n-type GaN on sapphire	EC - 0.89	Nitrogen interstitials
Ashgar [68]	GaN pn diode	EC - 0.96	Gallium vacancy or N interstitials
Auret [33], Fang [49], Fang [50]	Various GaN-based devices	EC - 0.95/1.02	Threading dislocations
Stuchlikova [46]	AlGaIn/GaN HFET	EC - 1.118	VGa + Oxygen complex
Arehart [43], Arehart [44], Arehart [9], Hierro [66]	Various GaN-based devices	EC - 1.28/1.35	Carbon interstitial defect
Sasikumar [5]	AlGaIn/GaN HEMT on SiC	EC - 2.3	Surface
Zhang [81]	c/m plane GaN	EC - 2.47/2.49	VGa + Hydrogen complex
Aggerstam [74]	Fe doped GaN	EV + 2.5/3	Fe dopant
Arehart [43], Arehart [44], Hierro [66]	Various GaN-based devices	EC - 2.6/2.64	VGa or VGa-H or VGa-2H
Arehart [56]	AlGaIn (Al 30%)	EC - 3.11	Cation vacancy
Sasikumar [94], Arehart [43], Hierro [66]	Various GaN-based devices	EC - 3.2/3.22	Residual Mg acceptor
Zhang [81], Arehart [43], Sasikumar [5], Arehart [44], Henry [93]	Various GaN-based devices	EC - 3.24/3.31	CN substitutional
Sasikumar [5], Arehart [9]	AlGaIn/GaN HEMT	EC - 3.7/3.76	Mg or C substitutional in AlGaIn
Arehart [56]	AlGaIn (Al 30%)	EC - 3.93	Mg impurities

FIGURE 1.32 – Recensement des pièges observés dans le GaN [98].

généraliser de potentiels centres de piégeage. Outre les complexes formés avec les lacunes de gallium par exemple, il est possible de retrouver des impuretés $E_C-0.44/0.49$ eV C/O/H à [112] situées possiblement dans des sites d'azotes en substitution ainsi qu'à $E_C-0.14$ eV [113]. En plus des autres impuretés possibles, les états de surfaces comme les liaisons pendantes vont participer à ces phénomènes parasites : $E_C-0.12$ eV [114] $E_C-0.68$ eV [115] et $E_C-2.3$ eV [116].

La maîtrise de ces défauts n'est pas chose évidente, de même que leur mesure, comme nous le verrons dans le chapitre 3. Les principales localisations des pièges dans les HEMTs AlGaIn/GaN sont présentées dans la figure 1.33. Les défauts situés aux interfaces tels que E_{T1} et E_{T2} peuvent être liés à des liaisons pendantes (irrégularités des liaisons chimiques le long de l'interface), des nanovoids, etc... Les défauts formés dans les couches de GaN et d'AlGaIn (E_{T3} à E_{T5}) sont quant à eux potentiellement liés à des lacunes de gallium/azote, des défauts liés à des atomes polluants (O, H, C, ...), des dislocations ou bien originaires d'atomes de dopants (substrat en particulier).

Les pièges de surface prennent en compte les états d'interface à la surface de la couche d'AlGaIn (liaisons pendantes) ainsi que les défauts entre cette surface et la passivation (utilisée

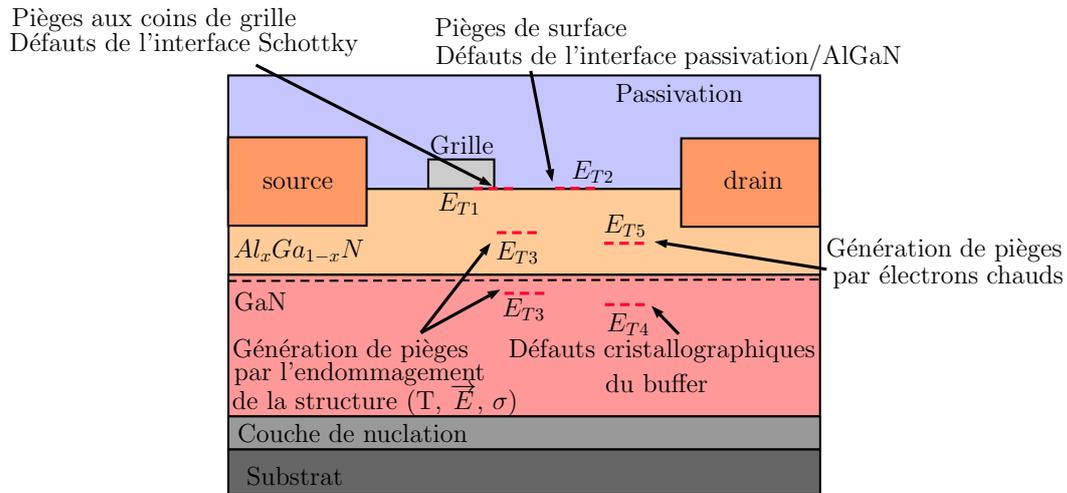


FIGURE 1.33 – Localisation des défauts de la structure du HEMT susceptibles de piéger des charges.

en partie pour justement limiter ce genre de problèmes). Leur origine peut provenir d'un mauvais dépôt de la couche de SiN ou d'une délamination de celle-ci (comme nous l'avons vu dans la section précédente). Ces pièges, lorsqu'ils sont remplis, apporteront une déplétion localisée qui va réduire localement la densité de porteurs dans le canal (figure 1.34). Cet effet dit de *grille virtuelle* va donc réduire le canal selon la tension de grille appliquée, à la manière d'une électrode de grille supplémentaire : La tension de pincement va être modifiée.

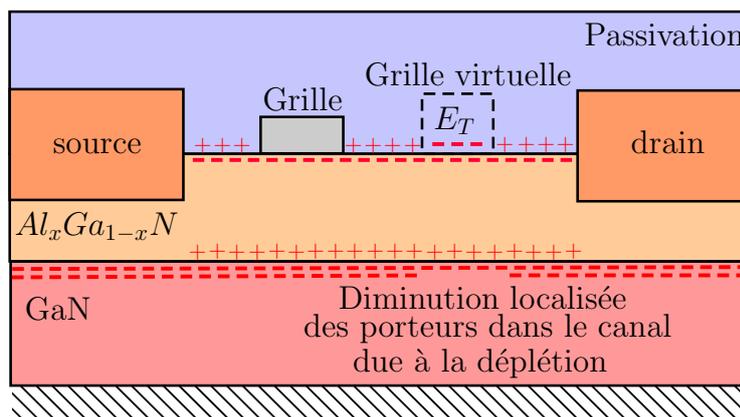


FIGURE 1.34 – Représentation schématique de l'effet de grille virtuelle induite par les pièges de surface à l'interface passivation/AlGaN.

Bien que la couche de passivation réduise fortement cet effet [117], une possible dégra-

dation de la couche de passivation en vieillissement générera le phénomène. Une évolution recouvrable de la tension de pincement avec la tension de grille sera donc l'une des signatures de ce genre de défauts. Les pièges de surface sont donc en grande partie responsables de l'effondrement du courant de drain, phénomène très couramment observé dans les HEMTs AlGa_N/Ga_N. En effet, le décalage de la tension de pincement vers les valeurs positives va décaler la caractéristique entrée/sortie du composant vers la droite, en contribuant à l'affaiblissement de I_D .

Ce phénomène de retard de courant suite à un changement de polarisation de grille est observé très couramment dans ce genre de composants [95, 118] ; il est appelé *gate-lag*. Ce phénomène peut aussi se traduire par une variation de la transconductance (g_m) en fonction de la fréquence.

Les pièges de surface ont été identifiés comme responsables en grande partie du *gate-lag*. Cependant, l'observation de pièges lents (dont les constantes de temps atteignent plusieurs heures voire quelques jours [97]) montre l'existence de pièges situés en profondeur dans les couches d'AlGa_N et de Ga_N. Faquir et. al. a confirmé cette hypothèse en simulation [119] : la présence seule des pièges de surface ne peut pas expliquer la totalité des dégradations observées. Selon Meneghesso et ses collaborateurs, l'application d'un fort champ dû à V_{GD} peut générer deux mécanismes d'injection de porteurs à partir de l'électrode de grille via un effet tunnel assisté par pièges [120] : l'un dans la couche donneuse d'AlGa_N et l'autre dans les pièges de surface ou dans la passivation.

L'effet de coude (appelé *Kink effect*) visible en mesures IV pulsé a été attribué aux pièges situés en profondeur de la couche d'AlGa_N ou dans celle de Ga_N, sous la grille [121–123]. Cet effet parasite commence par une accumulation de charges suivie de leur libération brusque à une tension V_{DS} donnée (dépendant de V_{GS} , voir la figure 1.35), ce qui provoque une augmentation rapide de I_D sur les caractéristiques $I_{DS}(V_{DS})$ pulsées.

Les défauts situés en coin de grille et à l'interface Schottky vont quant à eux générer des courants de fuite assistés par pièges (figure 1.36). En effet, les électrons pourront être capturés par les niveaux profonds et passer de proche en proche vers une zone où ils pourront assister à la conduction. L'effet de passage du courant, possiblement par les coins de grille, se verra sous la forme d'un ventre sur la caractéristique IV de la diode Schottky [124], comme nous le verrons dans le chapitre 2.

Les pièges de surface sont aussi le lieu de chemins de fuites assistés par pièges de proche en proche le long de l'interface AlGa_N/passivation (figure 1.37). Ce genre de courants de fuite est généralement observé quand la diode est en inverse [125]. Des modèles complémentaires de courants thermoïoniques et tunnels assistés par pièges ont été développés [126] afin de modéliser ces effets parasites.

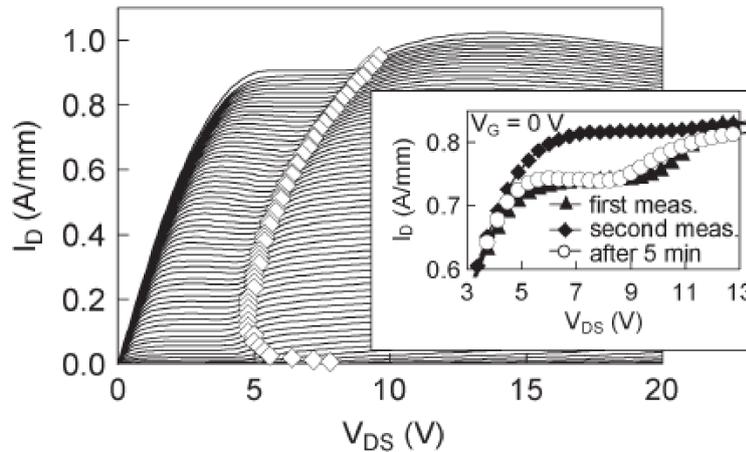


FIGURE 1.35 – Effet de coude visible en IV pulsé sur un HEMT AlGaIn/GaN [121]

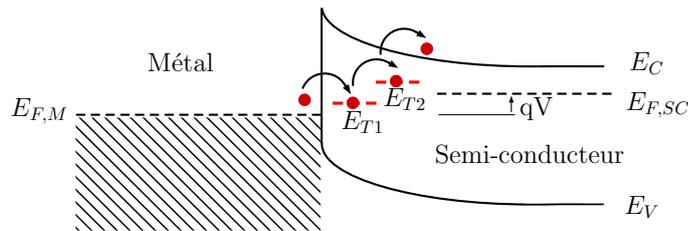


FIGURE 1.36 – Diagramme de bandes et schéma du courant de fuite assisté par piège intervenant au niveau de la diode Schottky du composant.

Nous avons vu que l'effet piézoélectrique inverse pouvait induire de fortes contraintes mécaniques sous forte tension V_{GD} . Les dégradations de la structure qui en résulteront (cracks, dislocations, pits) au coin de grille vont aussi contribuer à la génération des pièges dans l'AlGaIn.

Kuball et ses collaborateurs ont mis au point une méthode de caractérisation des pièges en combinant des analyses électriques et une préparation des états de pièges à l'aide d'un éclairage UV [127]. Ils ont montré que lors de vieillissements réalisés en OFF-state (V_{gs} très négatif), une dégradation précoce peut être attribuée à de la diffusion d'atomes (impuretés comme le carbone et l'oxygène) le long de dislocations sous la grille ($E_a \approx 0.26$ eV), avec une possible contribution additionnelle de l'effet piézoélectrique inverse (figure 1.38) qui aura tendance à accroître la formation de défauts cristallins.

Les dégradations des états de pièges liés à ce genre de défauts vont réagir de la même

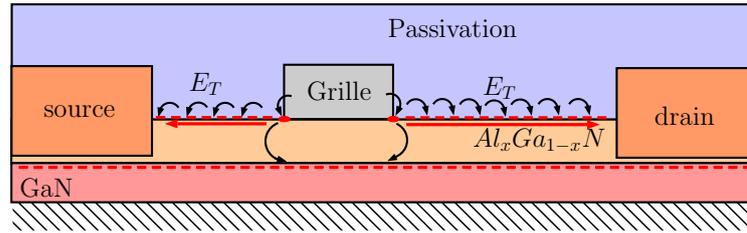


FIGURE 1.37 – Représentation des courants de fuite assistés par pièges pouvant apparaître dans un HEMT AlGaIn/GaN.

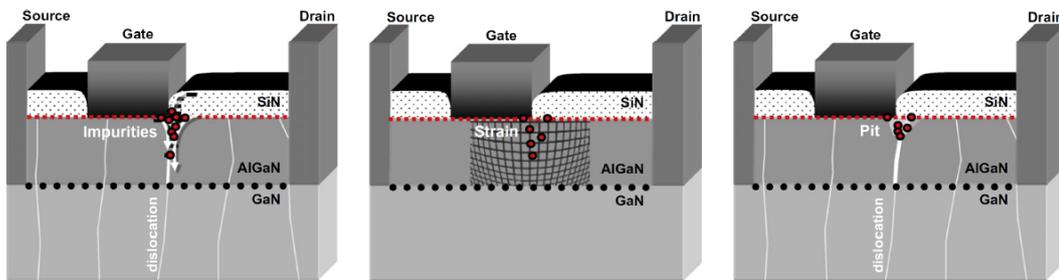


FIGURE 1.38 – Génération de pièges au niveau des dégradations en coin de grille côté drain [127] : accumulation de charges dans les dislocations (à gauche), centres générés par les contraintes (au milieu) et charges piégées dans des lacunes à droite.

manière que ceux-ci : Elles vont apparaître à partir d'un champ électrique critique lors du vieillissement [128].

Comme nous l'avons vu dans la section sur les dégradations d'origine électrique dans les semi-conducteurs, les effets des porteurs chauds sont un cas à ne pas sous-estimer dans les HEMTs GaN. Les fortes tensions de drain atteignables vont grandement impacter la génération de pièges due aux impacts de ces porteurs fortement accélérés.

Sozza et. al. ont effectué un test de vieillissement en conditions on-state ($V_{ds} = 25V$, $P_{DISS} = 6W/mm$) et off-state ($V_{DS} = 46V$, $V_{GS} = -6V$) sur des HEMTs AlGaIn/GaN. En mesurant la présence de pièges et d'électrons chauds à l'aide de techniques de mesures comme le bruit basse fréquence (voir le chapitre 3 pour plus de détails sur la technique), ils ont montré que la plus forte dégradation correspond au stress ON-state, imputée à l'effet des électrons chauds sur la structure [80] car sa localisation pointe vers la zone grille-drain.

Les dégradations dues aux porteurs chauds peuvent aussi être observées en analyse d'électroluminescence (EL) : L'intensité lumineuse étant un bon indicateur de concentration de porteurs chauds [73]. En effet, lorsque V_{DS} se rapproche de V_{DSAT} , l'intensité lumineuse par rapport au courant circulant dans le composant va augmenter linéairement. La mesure de

l'intensité lumineuse en fonction de V_{DS} et V_{GS} va donc permettre d'évaluer la sévérité de l'effet des électrons chauds (figure 1.39). Les images EL permettront quant à elles de mettre en évidence les uniformités de densité de courant ainsi que la présence éventuelle de courants de fuite.

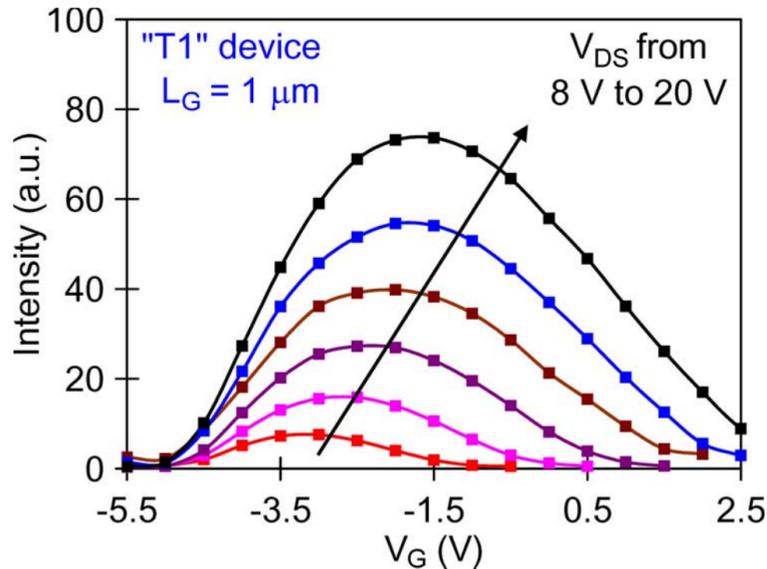


FIGURE 1.39 – Intensité lumineuse par analyse EL en fonction de V_{GS} à plusieurs V_{DS} d'un HEMT AlGaN/GaN [73]. Le comportement non-monotonique typique de l'effet des électrons chauds est observé.

Les effets des électrons chauds ont aussi été observés par Kim et ses collaborateurs : Leurs composants ont été vieillissés avec un stress à fort champ électrique sur des HFETs AlGaN/GaN non dopés. Une baisse du courant de drain et du maximum de la transconductance et une augmentation de la résistance parasite de drain, de la fuite de grille et du courant sous le seuil ont été observés [75].

1.6 Conclusions du chapitre

Lors de ce premier chapitre, nous avons vu l'intérêt du nitrure de gallium pour son utilisation dans les transistors utilisés en amplification de puissance hyperfréquence à travers ses propriétés physiques (en particulier la piézoélectricité).

La structure standard du composant a ensuite été présentée, avec son principe de fonctionnement général. La physique du contact Schottky de grille a été vue en détails, la santé de cette partie du transistor étant primordiale pour son bon fonctionnement. Un historique du développement de la technologie GaN a permis de mettre en évidence son essor à partir de

sa première synthèse en couche mince en 1932. Outre son intérêt pour la microélectronique, nous avons vu que son développement est aussi particulièrement dû à ses performances en optoélectronique.

L'évolution des densités de puissance pour la technologie GaN en amplification radiofréquence a été présentée. Nous avons donc vu que ses performances sont notables en bande X (8 à 12 GHz) et Ka (17 à 22 GHz en réception) ainsi que dans les bandes L (1 à 2 GHz) et S (2 à 4 GHz). Les HEMTs AlGaIn/GaN sont donc principalement utilisés en amplification de puissance, en résonateurs et en commutateurs dans le domaine radiofréquence (télécommunications, radar, spatial,...).

La problématique de la fiabilité pour les composants RF a été abordée, notamment l'intérêt du retour d'expérience et les bases d'une étude de fiabilité d'un composant. Les différents mécanismes de dégradation relatifs à la technologie GaN ont été recensés dont les effets activés par la température, le courant et le champ électrique.

Nous avons passé en revue les divers mécanismes de piégeage présents dans cette technologie. Ces défauts au sein des couches de matériaux vont apporter des effets mémoires problématiques dans le cadre d'une utilisation hyperfréquence. Leur identification peut s'avérer délicate mais celle-ci est nécessaire afin d'évaluer l'impact de ces phénomènes parasites sur le fonctionnement du composant. Leur nature peut être variée : des lacunes de gallium ou d'azote, des atomes d'impuretés en sites interstitiels ou en substitution, des dislocations ou des états d'interfaces... Les pièges se situent parmi les obstacles les plus importants à la bonne mise sur le marché de cette technologie.

Caractérisation électrique et thermique des GH50

2.1 Introduction

Le premier chapitre nous a permis d'introduire l'intérêt, l'historique et le principe de fonctionnement des HEMTs AlGa_N/Ga_N. Une approche globale de la fiabilité en électronique, les principaux mécanismes de défaillance attribués à cette technologie ainsi que les phénomènes parasites de pièges ont été mis en évidence. Dans ce second chapitre, nous allons décrire le composant d'étude, ses spécificités et ses performances.

Les caractéristiques générales du composant seront tout d'abord présentées (topologie, plages de fonctionnement) puis les premières caractérisations statiques seront analysées (IV pulsé et mesures de diode). Après une vérification de la résistance thermique du composant, nous observerons enfin ses caractéristiques dynamiques (RF).

2.2 Description du composant d'étude

Le composant au centre de cette étude est un HEMT AlGa_N/Ga_N du fondeur UMS (United Monolithic Semiconductors) utilisable en bande S, de technologie GH50 (appellation d'UMS pour ce type de composant Ga_N de 0.5 μm de longueur de grille, GH25 étant l'appellation correspondante pour un composant de 0.25 μm par exemple). Le dispositif (référence CHK025A-SOA) est livré dans un boîtier non adapté (figure 2.1), ce qui permet aux concepteurs de choisir la classe de fonctionnement du transistor.

Les caractéristiques générales du composant sont les suivantes [129] :

- Technologie Ga_N sur SiC, 0.5 μm de longueur de grille
- V_{DS} nominal de 50 V
- Puissance de sortie supérieure à 25 W
- Fonctionnement large bande : DC-5GHz

Les performances typiques du composant à 4 GHz sont présentées sur la figure 2.2.

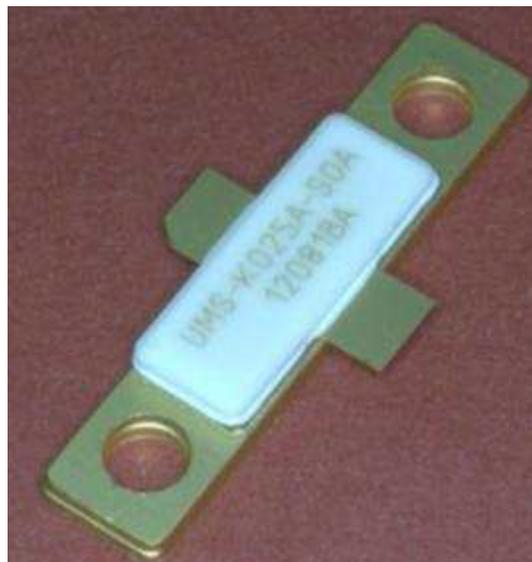
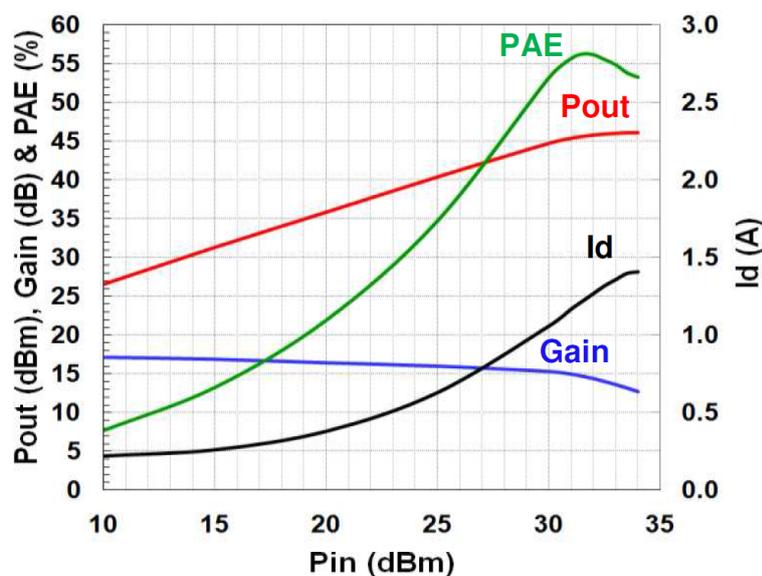


FIGURE 2.1 – Boitier non adapté du CHK025A-SOA [129]

FIGURE 2.2 – Performances du GH50 à 4 GHz, $V_{DS}=50V$, $I_{Dq}=200mA$, en mode pulsé mesurées, données par la *datasheet* du constructeur [129].

2.2.1 Description générale

Le boîtier du composant CHK025A-SOA se présente sous la forme d'une embase métallique avec un capot en céramique, de manière à obtenir de faibles résistances parasites et thermiques. Les dimensions du boîtier sont données en figure 2.3. Le composant est brasé sur

l'embase, ce qui permet sa liaison électrique avec la source du transistor (contact face arrière à travers les vias métallisés). La patte biseautée correspond à la grille du transistor tandis que l'autre est reliée au drain.

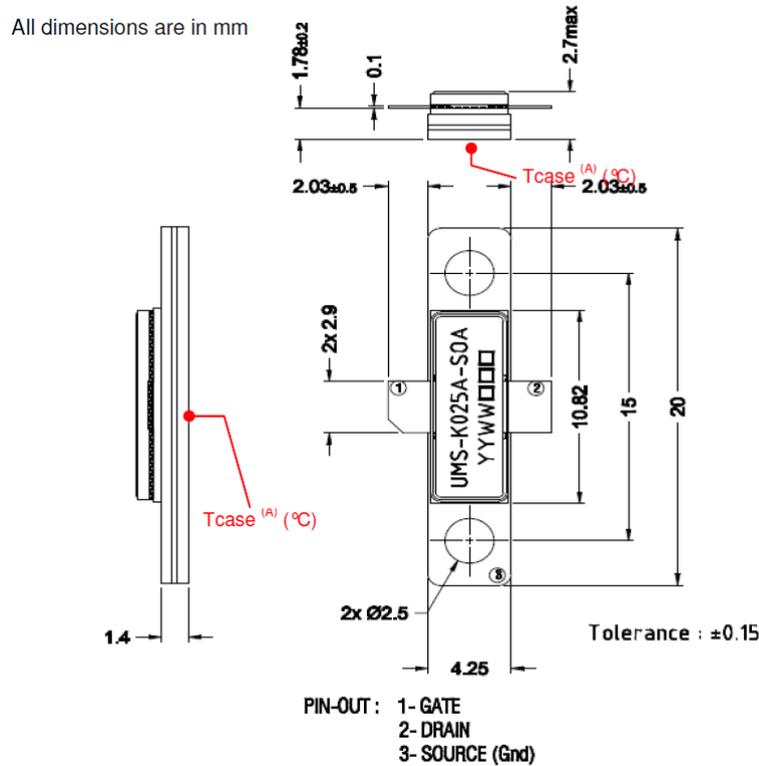


FIGURE 2.3 – Dimensions du boîtier métallique avec capot céramique utilisé avec le GH50 [129].

2.2.2 Description topologique

Un composant a été décapsulé de manière à découvrir la puce et permettre son observation. La décapsulation consiste à chauffer le composant à 200°C sur une plaque chauffante de manière à ramollir la colle entre le capot et l'embase du boîtier. Ensuite, le capot est retiré à l'aide d'une pince. Des vues du composant sont présentées ci-dessous en observation en microscopie optique et au Microscope Électronique à Balayage (MEB) (figures 2.4 et 2.5).

Les dimensions de la puce sont d'environ 2.3×1 mm. Des ponts de source recouvrent la quasi-totalité de la surface active, rendant presque impossible une observation en photoémission par la face avant. En effet, la métallisation empêche la lumière visible de passer. Il serait donc nécessaire d'enlever les ponts de source longs de $250 \mu\text{m}$ afin de dégager un

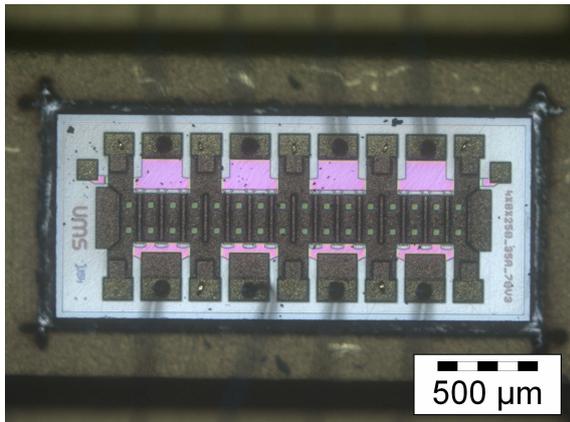


FIGURE 2.4 – Image optique du composant décapsulé

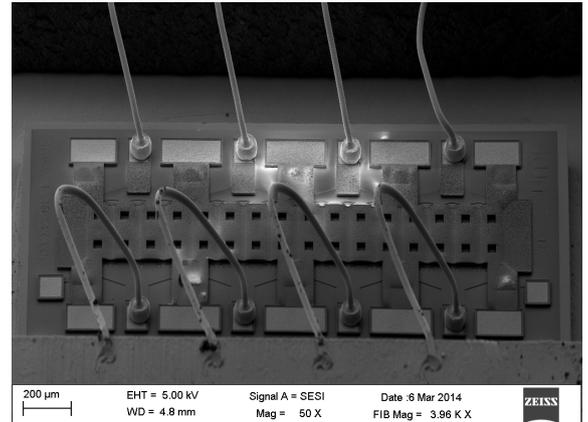


FIGURE 2.5 – Image MEB du composant décapsulé

doigt de grille pour l'observer. Cependant, les dimensions à retirer sont telles que cela rend l'observation complète du composant en face avant très difficile.

Le transistor est constitué de 4x8 doigts de grille faisant $250 \mu\text{m}$ de largeur en structure interdigitée (développement de grille total de 8 mm). Chaque groupe de 8 doigts de grille est donc relié à un contact, lui-même en connexion vers la patte de grille par un fil de bonding. Les doigts de drain sont reliés à leur patte de la même façon, de l'autre côté de la puce. Le contact de source est reporté via les ponts à air puis à ses plots de part et d'autre de la puce. Le contact se retrouve en face arrière par les vias métallisés.

De manière à obtenir plus de détails sur la topologie de la surface active, le composant est usiné à l'aide d'un FIB (Focused Ion Beam) afin d'enlever une partie du pont de source sur un doigt (figure 2.6).

Il est ainsi possible d'avoir accès à une coupe transversale du composant (figure 2.7). L'électrode de grille est visible ainsi que la plaque de champ reliée à la source, qui la recouvre. Il est notamment possible de mesurer différentes longueurs comme celle de la grille : $L_G = 0.5 \mu\text{m}$ ainsi que les distances grille-drain et grille-source : $L_{GD} = 4 \mu\text{m}$ $L_{GS} = 1.5 \mu\text{m}$.

Des analyses plus précises du contact ohmique et de la jonction de grille Schottky au Microscope Electronique en Transmission (TEM) par EDX (Energy Dispersive X-ray spectrometry) ont été menées.

La grille du transistor est composée d'un empilement Au/Pt/Ni/(GaN)/AlGaN (figures 2.8 et 2.9). La couche de Platine est probablement utilisée afin d'éviter la diffusion d'Or sous

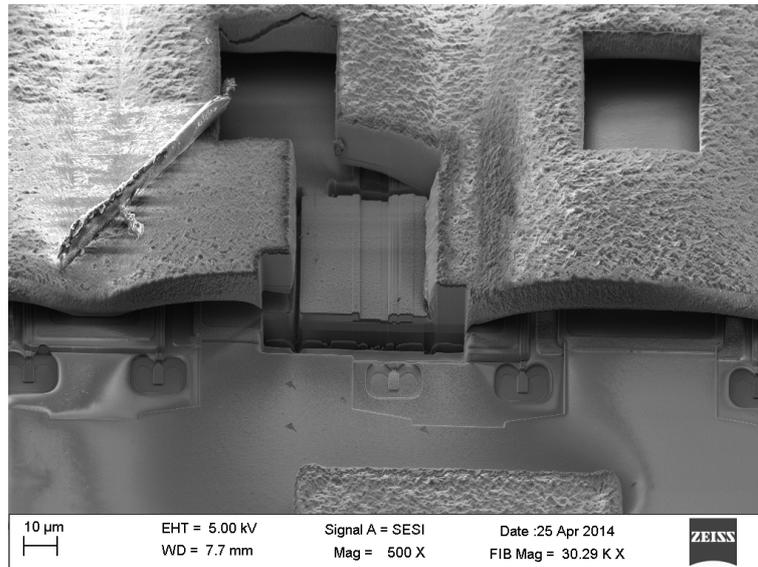


FIGURE 2.6 – Image du composant avec un pont de source retiré localement par FIB. La surface active est visible.

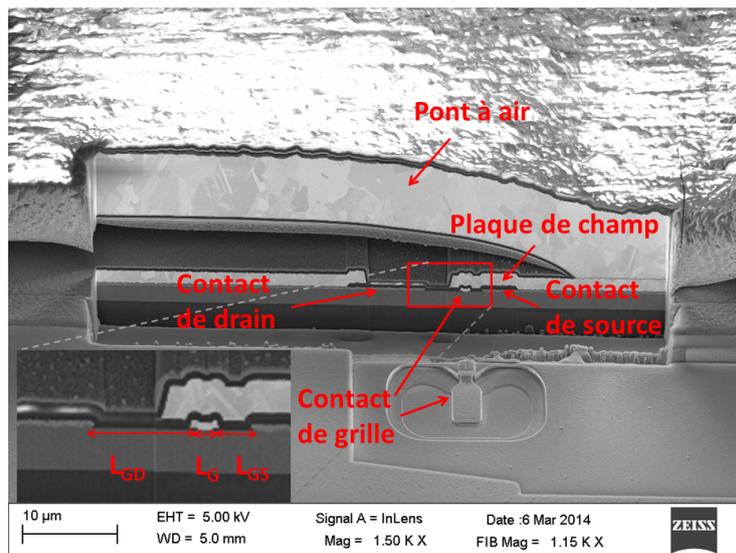


FIGURE 2.7 – Coupe transversale du composant. Un transistor élémentaire est visible, avec sa plaque de champ.

la couche de Nickel au coin de grille, comme cela a été observé chez d'autres fondeurs [66,130]. Au coin de grille côté drain, une diffusion localisée d'or et de platine a été observée.

Avec la dispersion liée au procédé de fabrication, ce résultat est cependant à pondérer.

En effet, il est possible que cette diffusion soit très localisée et ne représente qu'une petite partie du contact total de grille. Des analyses physiques après vieillissement permettront de statuer sur l'évolution (ou non) de ce type de défaut localisé. Cette analyse EDX met aussi en évidence une diminution du pic de Nickel le long du bord incliné de la grille, le long de la passivation (nitrure de Silicium). Ceci pourra avoir une incidence dans les cinétiques potentielles de dégradation.

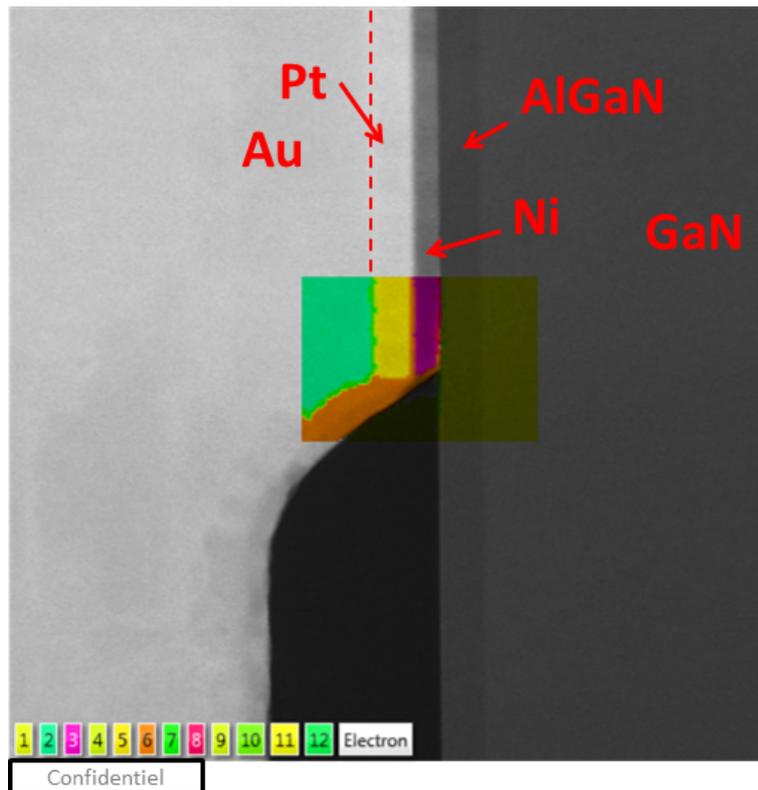


FIGURE 2.8 – Image TEM HAADF et analyse EDX du coin de grille côté drain.

Vers le milieu de la grille, une autre analyse EDX a été effectuée. La couche de *cap layer* en GaN est difficilement observable (2 nm d'épaisseur selon UMS). Des analyses EDX permettent cependant d'observer l'absence d'Aluminium sous le contact de grille (figures 2.10 et 2.11) sur une épaisseur de quelques nanomètres.

Sur la figure 2.11, il est aussi possible d'extraire le pourcentage d'Aluminium dans la couche d'AlGaN. Le pourcentage moyen est mesuré à 18 % atomique, conformément aux

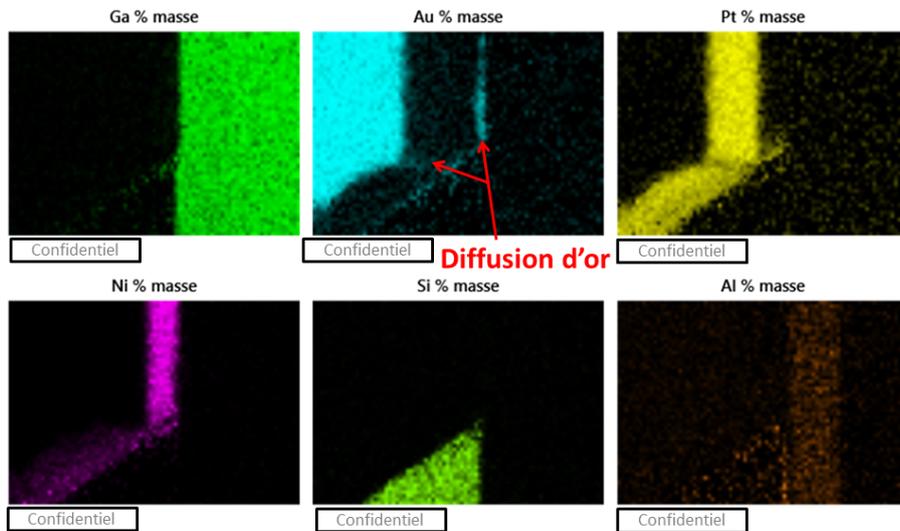


FIGURE 2.9 – Analyse EDX fine du coin de grille côté drain. Une diffusion d'Or est visible sur un échantillon, qui a aussi entraîné une légère diffusion de Platine.

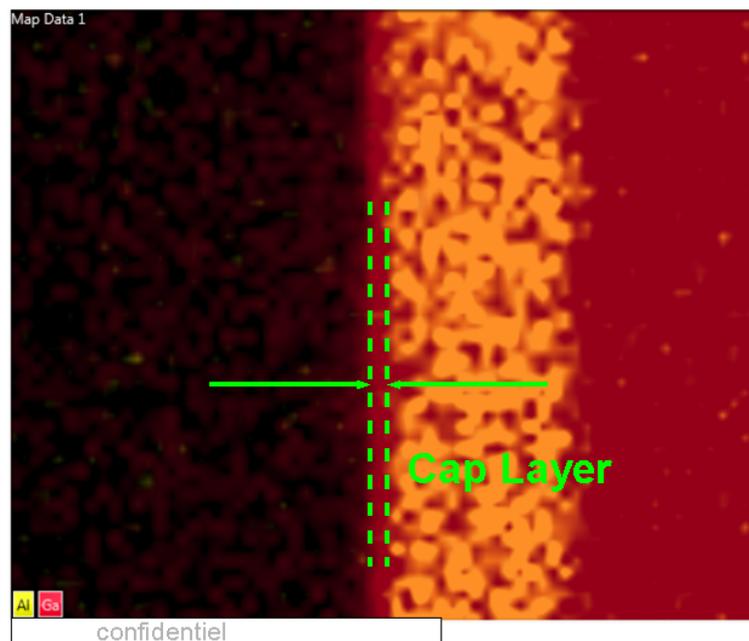


FIGURE 2.10 – Analyse EDX du contact de grille. L'absence d'Aluminium sur une petite épaisseur est notable (*cap layer* de GaN). La granulosité apparente de la couche d'AlGa_N est due au détecteur.

données d'UMS. Ce pourcentage est important pour définir les contraintes liées à l'effet piezoélectrique et participe à la définition de la tension de pincement du transistor ainsi que

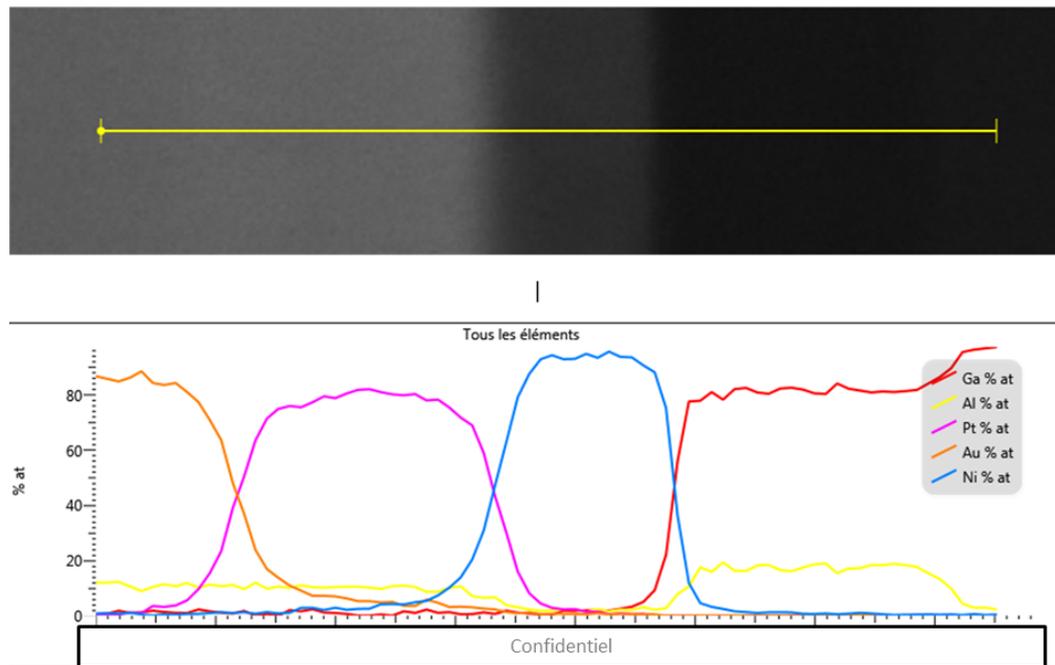


FIGURE 2.11 – Pointé EDX dans la zone d'intérêt. L'épaisseur de la couche d'AlGaN est visible (environ 22 nm).

la densité d'électrons dans le canal (voir le chapitre 1).

Des analyses EELS (Electron Energy Loss Spectroscopy) complémentaires aux EDX ont été menées afin d'observer les éléments légers au contact de grille. Aucun élément de pollution n'a été extrait avec les détecteurs, mis à part de la pollution de Carbone correspondant aux zones d'analyse EDX.

Le contact ohmique de drain est formé d'un empilement Ti/(AlPtAuNi)/Ti (figures 2.12 et 2.13). L'Aluminium, le Platine, le Nickel et l'Or sont mélangés suite au recuit probablement utilisé pour la réalisation du contact.

Des agglomérats de Nickel sont visibles à l'intérieur de la zone recuite, visibles aussi en pointé EDX (figure 2.14). Des inclusions riches en Titane sont retrouvées en dessous du contact dans le GaN, correspondant à des zones pauvres en Gallium. Ces inclusions n'ont a priori qu'un impact esthétique. Aucun crack ni anomalie locale ne sont observés.

Cette caractérisation physique de l'état initial sera particulièrement utile pour comparer les possibles évolutions des couches de matériau après vieillissement comme nous le verrons dans le chapitre 4.

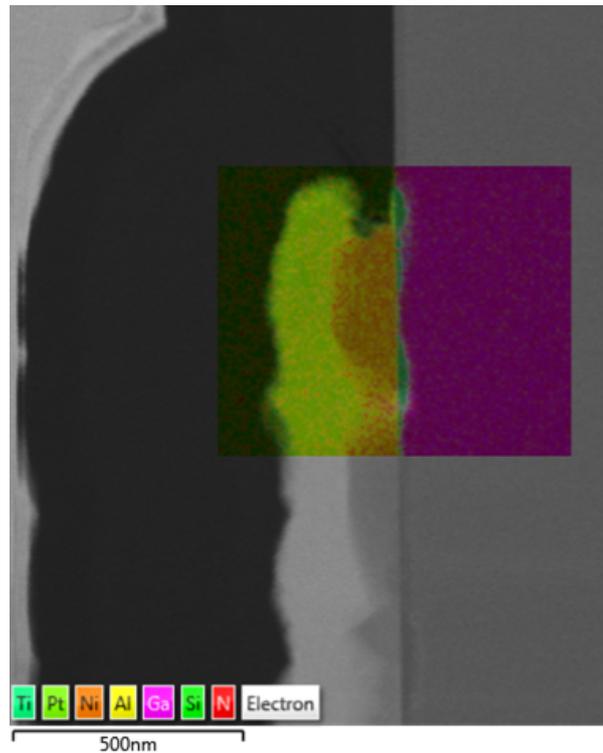


FIGURE 2.12 – Analyse EDX du contact ohmique côté drain.

2.3 Caractérisation entrée/sortie

Plusieurs composants ont été caractérisés afin d'obtenir un état électrique initial avant les tests de vieillissement. La première étape de la définition de cet état initial passe par un ensemble de mesures électriques statiques : Réseau $I_{DS}-V_{DS}$ pulsé, courbe d'entrée/sortie $I_d(V_g)$ et calcul de la transconductance.

2.3.1 Réseau $I_{DS}-V_{DS}$ pulsé

Le réseau statique de sortie du composant $I_{DS}-V_{DS}$ est la première caractérisation effectuée sur le composant. Pour éviter au maximum les phénomènes d'auto-échauffement, cette mesure s'effectue en mode pulsé à l'aide d'un traceur de la société AMCAD Engineering. La forme d'onde des impulsions envoyées est définie de manière à avoir un rapport cyclique inférieur à 1%, tout en étant suffisamment longue afin de permettre au courant de s'établir dans le pulse. Pour les composants d'étude, la largeur de pulse est définie à 3 μs (mesure entre 2 et 2.4 μs), le rapport cyclique étant de 0.3% afin de rester athermique le plus possible.

La température de semelle est fixée pour ces caractérisations à 35°C : Dans le cadre des vieillissements la température sera élevée, les amplificateurs seront donc placés sur des réchauffeurs constitués de résistances chauffantes. Or, il n'est pas possible de refroidir suffi-

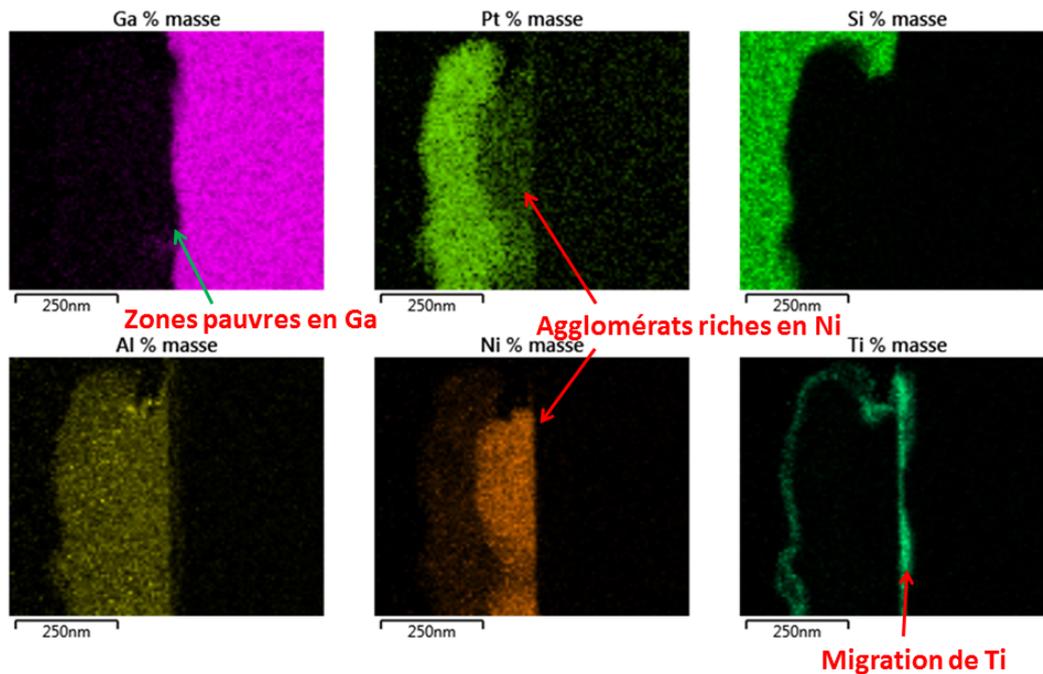


FIGURE 2.13 – Dissociation des éléments au sein du contact ohmique. Des inclusions riches en Titane sont visibles dans le GaN.

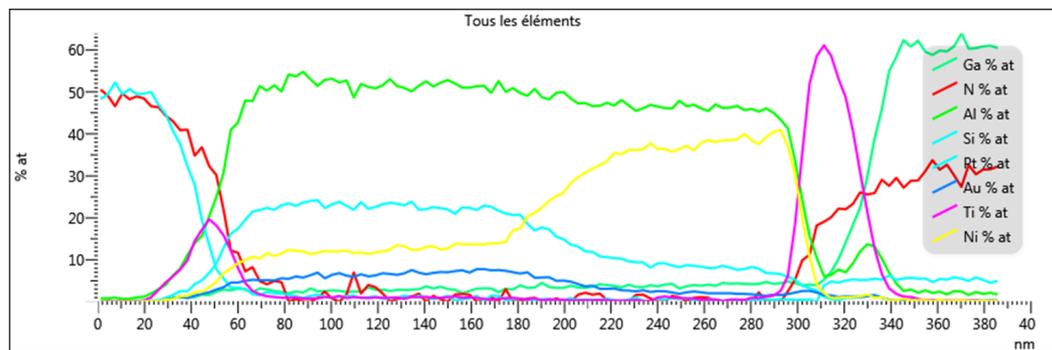


FIGURE 2.14 – Pointé EDX dans la zone d'intérêt (contact ohmique de drain).

samment la semelle du transistor lorsque la température de la salle dépasse les 25°C. C'est pour cela qu'une température de 35°C a été définie pour ce type de caractérisations, qui feront partie des mesures de reprise pendant le vieillissement longue durée.

Ces mesures sont effectuées à partir de trois points de polarisation : Le point de

repos(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V,0V) est standard. Le point (V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7V,0V) permet d'aider à quantifier les éventuels effets de piégeage au niveau de la grille tandis que le point (V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7V,50V) permet d'obtenir les effets de pièges au niveau de la grille et du drain à la fois. La tension de drain de pulse varie de 0 V à 20 V par pas de 1V alors que la tension de grille varie de -3V (état pincé) à 0V par pas de 0.1V.

Le réseau de sortie d'un composant à l'état vierge au point de repos (V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V,0V) est présenté en figure 2.15, on obtient : $I_{DSS}=0.43$ A/mm et $V_{coude}=4$ V pour $V_{GS} = 0$ V. On peut observer une légère baisse du courant de drain à canal complètement ouvert et à $V_d > 10$ V, caractéristique d'un léger effet d'auto-échauffement malgré nos mesures en mode pulsé. La mesure à (V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7V,0V) ne comporte globalement aucune différence avec la première courbe. Les phénomènes de *gate-lag* sont donc globalement absents sur ce genre de mesures.

Cependant, sur les mesures à (V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7V,50V), le courant moyen est nettement plus faible qu'à (0V,0V) : à $V_d=10$ V, le courant de drain n'est pas encore complètement saturé et on obtient $I_{DS}=0.3$ A/mm. Les fortes variations de tension de drain auront donc un net impact sur les performances du composant, caractéristique du *drain-lag*. Ces appellations *gate-lag* et *drain-lag* sont utiles pour représenter le caractère phénoménologique de l'impact des pièges sur les caractéristiques IV pulsé des composants. Cependant, les pièges au niveau de la grille ainsi qu'au niveau du drain étant difficilement dissociables sur ce genre de mesures, des mesures dédiées sont nécessaires afin de statuer sur leur localisation.

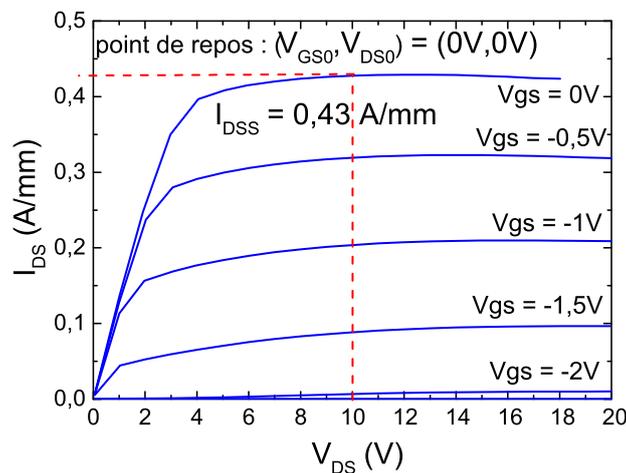


FIGURE 2.15 – Réseau I_{DS} - V_{DS} d'un composant à l'état neuf au point de fonctionnement (V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V,0V).

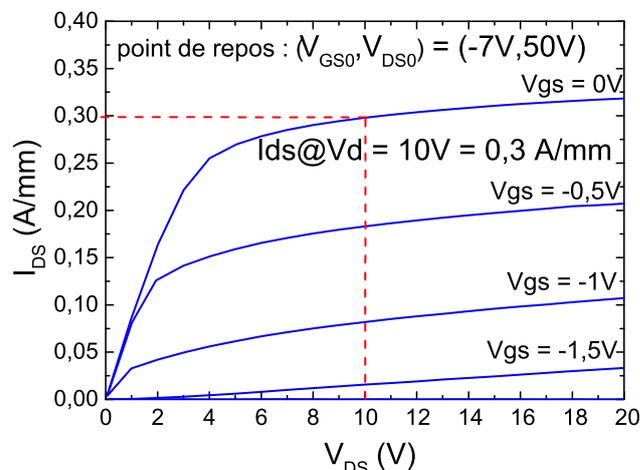


FIGURE 2.16 – Réseau I_{DS} - V_{DS} d'un composant à l'état neuf au point de fonctionnement $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7V, 50V)$. Le courant moyen est très nettement inférieur, signe de l'impact des pièges.

2.3.2 Mesures I_{DS} - V_{GS}

A partir de ces mesures, le réseau d'entrée/sortie de chaque composant est extrait pour une tension V_d donnée. On s'intéressera ici à la zone saturée ($V_d=10V$). La figure 2.17 présente ces réseaux pour un composant neuf à trois points de repos. De la même manière que le réseau de sortie, les points de repos $(0V, 0V)$ et $(-7V, 0V)$ sont équivalents. La tension de pincement est extraite autour de $-1.9V$ (conforme à la *datasheet* d'UMS, donnant V_P autour de $-2V$). Cependant, la mesure à $(-7V, 50V)$ montre une nette différence de tension de pincement : $V_P=-1.5V$, ce qui démontre l'effet très important des phénomènes de pièges lors de fortes variations de V_d (*drain-lag*).

La figure 2.18 permet d'observer la dispersion technologique sur ce genre de caractéristique pour 6 composants au point de repos $(0V, 0V)$. Le courant de drain varie relativement peu : $\Delta I_{DSS} = 0.04A/mm$ comme la tension de pincement $\Delta V_P = 0.2V$. La même dispersion sur ces paramètres est observée au point de repos $(-7V, 50V)$, malgré les phénomènes parasites de pièges pouvant induire une plus grande distribution dans les caractéristiques.

2.3.3 Extraction de la transconductance

A partir de ces réseaux d'entrée/sortie, il est possible d'extraire la transconductance $gm = \frac{\partial I_d}{\partial V_g}$ (pour $V_d=10V$) du composant. La caractéristique $I_d(V_g)$ est d'abord ajustée à l'aide d'une spline cubique dont les paramètres sont récupérés pour définir sa dérivée.

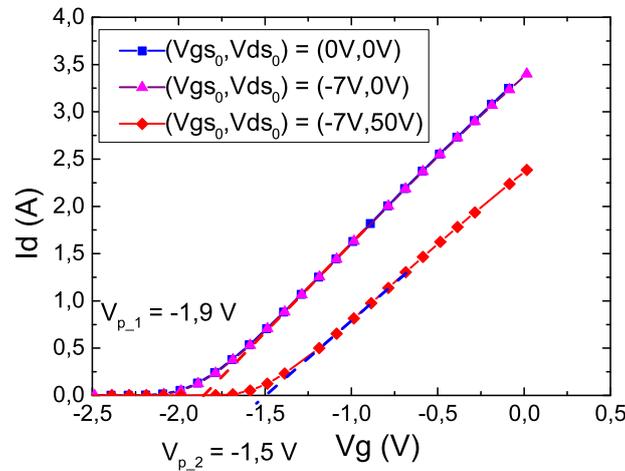


FIGURE 2.17 – Courbes d'entrée/sortie d'un composant neuf à trois points de repos différents, $V_d=10V$.

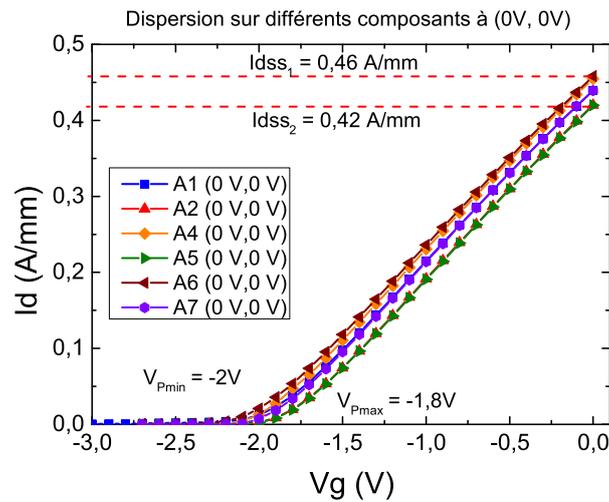


FIGURE 2.18 – Dispersion du réseau entrée/sortie sur plusieurs composants à l'état neuf, $V_d=10V$ et $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$.

Les réseaux $I_{DS}-V_{DS}$ et $I_{DS}-V_{GS}$ mesurés pour les points de repos $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$ et $(-7V, 0V)$ étant les mêmes, l'extraction de la transconductance montre bien évidemment les mêmes résultats (figure 2.19). La différence des courbes vers $V_{GS}=0V$ provient d'un artefact d'extraction, la dérivée du réseau entrée/sortie étant très sensible à toute variation de I_d . Au point de repos $(-7V, 50V)$, on observe à la fois la différence de tension de pincement (décrochement de la courbe) ainsi que la variation du maximum de transconductance.

Comme pour le courant de saturation, le maximum de gm va s'abaisser entre les deux conditions ($\Delta gm_{max} = 32mS/mm$). De plus, la tension pour laquelle on obtient le maximum de gm va se décaler vers les tensions positives lorsque l'on fait intervenir fortement les pièges ($\Delta V = 0.2V$), ce qui est probablement dû à la variation de V_P , puisque l'on a le même ordre de grandeur de différence de tension.

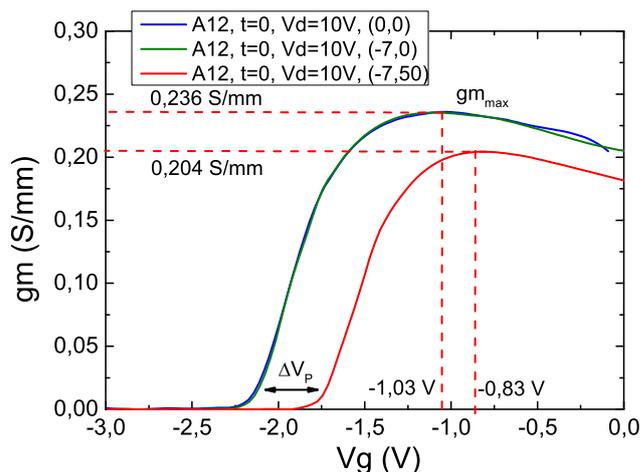


FIGURE 2.19 – Extraction de la transconductance sur un composant vierge, pour trois points de fonctionnement.

2.4 Caractérisation en mode diode

L'état du contact Schottky de grille est un paramètre important pour la santé du composant. Cette jonction étant critique pour obtenir de bonnes performances, sa caractérisation et son suivi au cours du temps permet de détecter d'éventuels dérives. Cette région du composant a donc été le centre d'une attention redoublée au cours de notre étude.

2.4.1 Extraction des paramètres Schottky

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, le passage de courant majoritaire au sein d'une jonction Schottky est gouverné par l'émission thermoionique. Son expression est rappelée, en prenant en compte les effets de résistance série :

$$I_{TE} = I_s \left[\exp \left(\frac{q(V - R_S I)}{nkT} \right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

avec I_s défini par :

$$I_s = SA^*T^2 \exp \left[\frac{-q\Phi_B}{kT} \right] \quad (2.2)$$

Où V est la tension sur la diode, k est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin, S est la surface de la jonction (m^2), R_S la résistance série de la diode, et $A^* = 1.459 * 10^6$ en $A.K^{-2}.m^{-2}$ est la constante de Richardson (voir chapitre 1) calculée pour un pourcentage d'Aluminium de 18% dans l'AlGaIn, valeur attendue selon UMS et mesurée précédemment. La masse effective de l'AlGaIn a été calculée à partir d'une interpolation quadratique [1] à $m^* = 0.2434 * m_e$ pour cette concentration en Aluminium.

Cette expression du courant est implicite : Le courant dépend de lui-même ($I=f(V,I)$). Ceci va rendre l'extraction des paramètres Schottky délicate. Patrick Denis et ses collaborateurs (Groupe de Physique des Matériaux à Rouen) ont montré que l'utilisation de la fonction de Lambert sur des diodes schottky en SiC permet d'obtenir de bons résultats sur l'extraction de ces valeurs [131] : La fonction de Lambert W_0 permet de modifier une fonction implicite en une fonction explicite, ce qui permet de simplifier l'extraction des paramètres. Elle est la réciproque de la fonction f définie par :

$$f(w) = we^w \quad (2.3)$$

On peut donc écrire :

$$W_0(xe^x) = x \quad (2.4)$$

Cette propriété est notamment intéressante lorsque l'on veut réécrire 2.1 :

$$I_{TE} = I_s e^{\frac{qV}{nkT}} e^{-\frac{qR_S I_{TE}}{nkT}} - I_s \quad (2.5)$$

En reformulant l'équation, on obtient :

$$\frac{qR_S}{nkT} e^{\frac{q(I_{TE}+I_s)R_S}{nkT}} (I_{TE} + I_s) = \frac{qR_S}{nkT} I_s e^{\frac{qV}{nkT}} e^{\frac{qR_S I_s}{nkT}} \quad (2.6)$$

En utilisant la propriété 2.4, on obtient finalement :

$$I_{TE} = \frac{nkT}{qR_s} W_0 \left(\frac{qR_s}{nkT} I_s e^{\frac{q(V+I_s R_s)}{nkT}} - I_s \right) \quad (2.7)$$

Cette nouvelle expression ne dépendant plus de I_{TE} , l'extraction des paramètres Schottky s'en trouve facilitée.

Il est notamment possible d'écrire de la même manière pour le courant tunnel :

$$I_{TU} = \frac{E_0}{qR_s} W_0 \left(\frac{qR_s}{E_0} I_t e^{\frac{q(V+I_t R_s)}{E_0}} - I_t \right) \quad (2.8)$$

Ce courant n'est néanmoins visible que pour de faibles tensions de grille et donc, l'effet de la résistance série devient négligeable.

Quant au courant de génération-recombinaison, en partant de l'équation de départ :

$$I_{gr} = A \frac{qn_i W}{2\tau} \left[\exp\left(\frac{q(V - I_{gr}R_s)}{2kT}\right) - 1 \right] \quad (2.9)$$

Avec I_r donné par :

$$I_r = A \frac{qn_i W}{2\tau} \quad (2.10)$$

Où n_i correspond à la concentration intrinsèque de porteurs, W est la largeur de la déplétion et τ la durée de vie effective des porteurs.

On obtient la même forme d'expression avec la fonction de Lambert :

$$I_{TE} = \frac{2kT}{qR_s} W_0 \left(\frac{qR_s}{2kT} I_r e^{\frac{q(V+I_rR_s)}{2kT}} - I_r \right) \quad (2.11)$$

Le courant total dans la jonction pourra donc s'écrire :

$$I_{total} = I_{TE} + I_{TU} + I_{GR} + \frac{V}{R_{sh}} \quad (2.12)$$

Où R_{sh} représente la résistance de fuite de la jonction.

Cette écriture de courant par phénomènes de conduction choisis peut donc se représenter sous la forme d'un schéma électrique équivalent (figure 2.20).

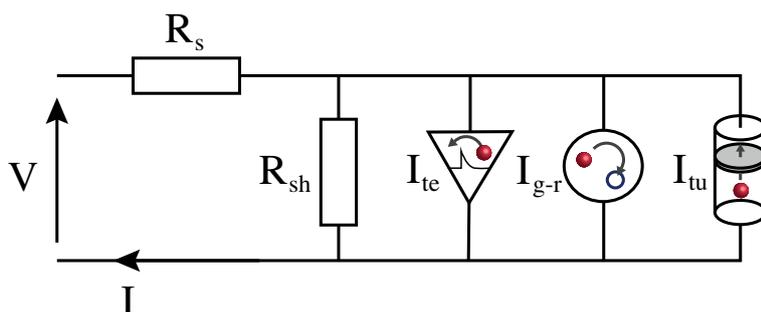


FIGURE 2.20 – Schéma électrique équivalent d'une diode schottky en utilisant des mécanismes de conduction choisis.

A partir de la caractéristique $I(V)$ d'une diode, il est donc possible d'identifier chaque phénomène de conduction. Par exemple, si la partie basse de la caractéristique en direct

recouvre celle en inverse, ce courant peut être associé à de l'effet tunnel. De plus, ce phénomène ne dépendant pas de la température, il est relativement aisé à identifier.

Afin de connaître l'influence de chaque paramètre sur l'évolution de la caractéristique IV de la diode, une diode a été simulée à l'aide de ces équations. Les coefficients sont ensuite modifiés séparément afin d'observer leur influence. La hauteur de barrière, le coefficient d'idéalité ainsi que la résistance série sont fixés arbitrairement à 1 eV, 1.4 et 0.8 Ω . Les paramètres tunnel sont fixés à 0.08 eV pour E_0 ainsi que 10^{-8} A/cm² pour I_t . La surface totale de grille est fixée à 8×10^{-5} cm² et la température à 25°C. L'évolution des paramètres thermoïoniques sont présentés en figures 2.21 et 2.22.

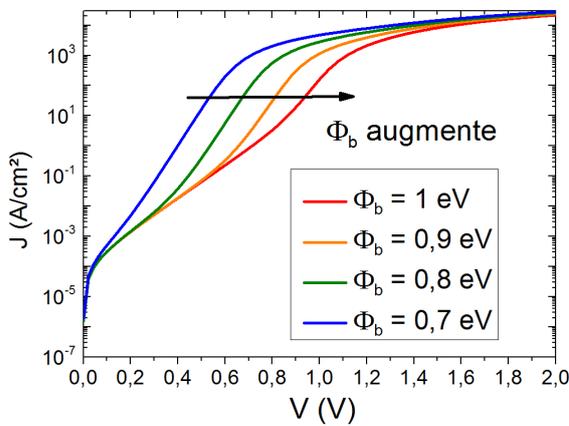


FIGURE 2.21 – Impact de la hauteur de barrière sur la caractéristique IV d'une diode Schottky.

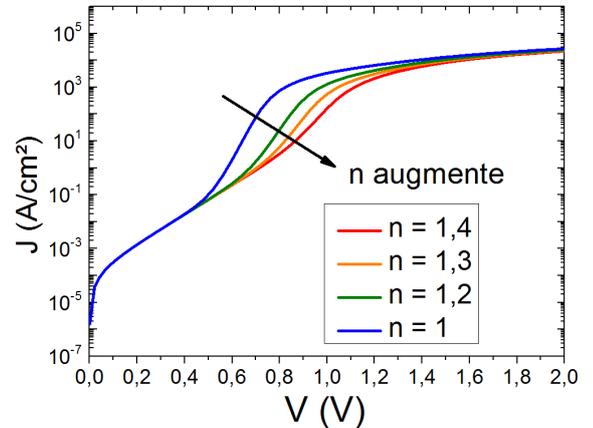


FIGURE 2.22 – Evolution de la courbe IV Schottky en variant le coefficient d'idéalité.

On considère ici seulement la partie haute de la courbe sans l'effet de la résistance série (droite affine). Si la hauteur de barrière augmente, elle décalera l'ordonnée à l'origine de la droite vers les fortes tensions. En effet, la tension V_{GS} à appliquer pour abaisser la barrière plus élevée sera d'autant plus importante afin de laisser passer les porteurs. Le coefficient d'idéalité, quant à lui, diminuera la pente de la droite. L'hétérogénéité du contact donnée pour les fortes valeurs de n ($n = 1.4$ par exemple) va diminuer la variation du courant avec la tension, à cause des états de surface (liaisons pendantes, lacunes, etc...).

Les effets des paramètres tunnels ainsi que la résistance série sont présentés en figures 2.23 et 2.24. En augmentant E_0 , on diminue la pente de la partie linéaire après le premier coude tandis que I_t accroît la hauteur de celui-ci. Ces paramètres sont entre autres dépendants des densités de dislocations dans le matériau [132], le courant tunnel pouvant apparaître à travers celles-ci. Enfin, l'augmentation de R_s va naturellement abaisser la dernière partie de la courbe. Son effet n'est visible qu'aux fortes tensions (vers $V_{GS} > 1V$).

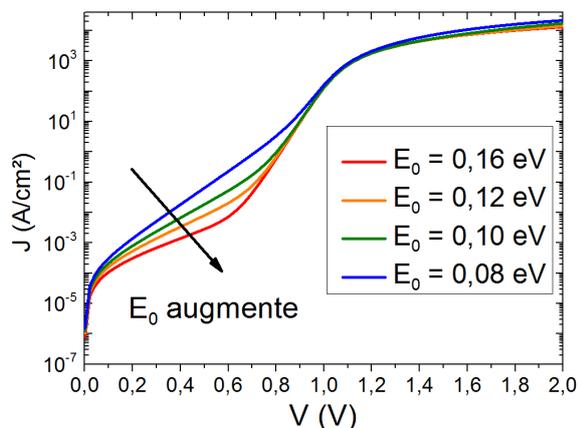


FIGURE 2.23 – Impact du paramètre E_0 sur une caractéristique IV Schottky.

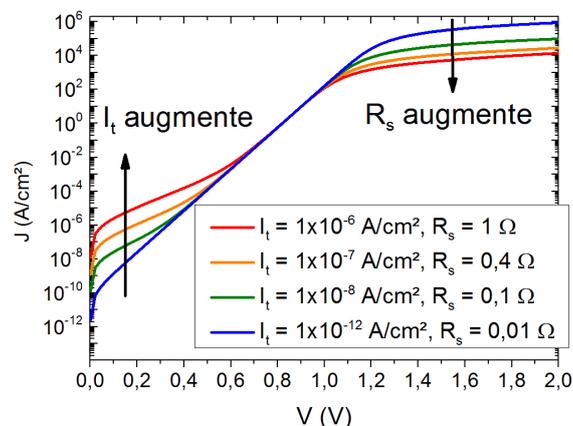


FIGURE 2.24 – Influence de I_t et R_s sur une courbe IV Schottky.

Afin d'extraire les paramètres sur une mesure de diode, le modèle utilisant les fonctions de Lambert est ensuite ajusté à l'aide de l'algorithme de moindres carrés non-linéaire de Levenberg-Marquardt.

Afin de présenter un résultat comportant un passage visible de courant par effet tunnel, la figure 2.25 représente l'extraction des paramètres thermoïoniques, tunnel ainsi que la résistance série pour un transistor GaN sur Si Nitronex.

Ici, la partie basse de la courbe est associée à un effet tunnel car le début de la courbe en inverse coïncide avec la caractéristique en direct. L'effet de la résistance série se voit particulièrement à fort V_{GS} .

2.4.2 Mesures de diodes sur des composants neufs

Un ensemble de composants ont été caractérisés en mode diode avant leur vieillissement. Un source-mètre Keithley de précision (2636B) a été utilisé en mesure 4 fils (cables triax) afin d'effectuer la mesure au plus près du composant. Ce dispositif permet d'obtenir une précision de 10^{-12} A. Lors de ces caractérisations, le composant est fixé sur un réchauffeur permettant de fixer la température de semelle. Les mesures ont été effectuées à $T=35^\circ\text{C}$, 50°C et 80°C . La diode grille-source est mesurée, le drain étant en l'air. En inverse, la tension de grille varie de 0 à -15V. En direct, le courant est limité à 48 mA (absolute maximum rating de la *datasheet* d'UMS).

Un ensemble de six composants ont été caractérisés avant vieillissement (figures 2.26 et 2.27). Le courant de fuite en inverse se situe autour de $5 \mu\text{A}/\text{mm}$ pour $V_{GS} = -15\text{V}$. La tension

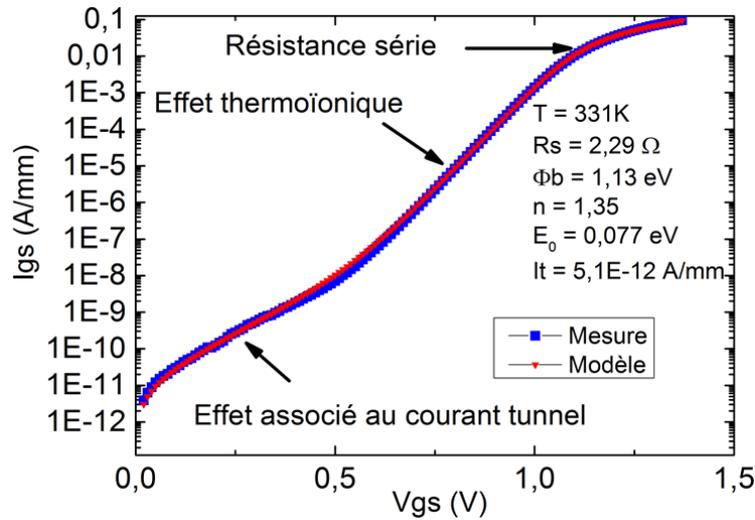


FIGURE 2.25 – Extraction des paramètres schottky à partir d'une mesure de diode sur un composant Nitronex GaN sur Si.

d'inversion entre la caractéristique direct et inverse observée normalement à 0V est décalée pour certains composants vers les tensions négatives (autour de -0.5V). Ce phénomène est possiblement lié à des charges situées sous la jonction Schottky, dont le potentiel va s'ajouter à la tension de grille appliquée au transistor. Pour obtenir une tension nulle à l'intérieur de la jonction, il sera donc nécessaire de compenser ces charges supplémentaires en diminuant encore la tension (V_{GS} négatif). Ce décalage de tension d'inversion est moins prononcé pour les composants A7 et A5, donc la caractéristique I(V) en direct présente plus de courant. L'évolution de ce décalage en fonction du temps pendant le vieillissement sera analysée au chapitre 4.

En direct, la dispersion technologique sur la hauteur de barrière est observable. Le composant A7 présente une caractéristique plus élevée en courant que les autres transistors, en direct comme en inverse. L'évolution de sa grille sera particulièrement intéressante en vieillissement, comme nous le verrons au chapitre 4. Les composants A5 et A12 présentent un phénomène de courant de fuite appelé *belly-shape* qui s'apparente à une forme de ventre bruitée sur la caractéristique en direct (mais celle-ci est aussi visible en inverse). Ce phénomène sera investigué plus en détails dans la section suivante.

Sur ces composants, la conduction par effet tunnel n'est pas visible. Seuls les paramètres thermoioniques ainsi que le courant de fuite en inverse à $V_{GS} = -15V$ seront donc traités. Les composants ne présentant pas de belly shape montrent un pallier très horizontal. Ce phénomène ne peut pas s'apparenter à de la conduction par effet tunnel : les valeurs de E_0 extraites n'étant pas reliées à la physique. En effet, pour ajuster la courbe à la planéité de la caractéristique, il est nécessaire d'utiliser des valeurs de E_0 largement supérieures à 1 eV.

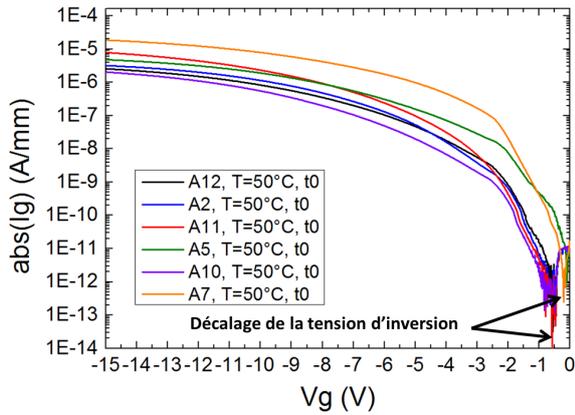


FIGURE 2.26 – Mesures de diodes en inverse sur différents composants neufs.

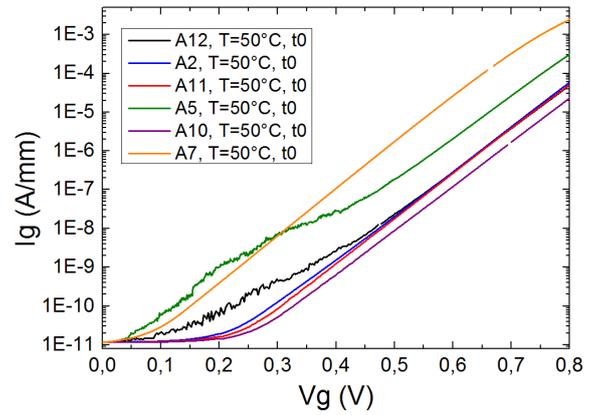


FIGURE 2.27 – Mesures de diodes en direct sur différents composants neufs.

Le tableau 2.1 rassemble les paramètres extraits de ces caractéristiques. La hauteur de barrière moyenne à 50°C se situe à 0.96 eV, le coefficient d'idéalité à 1.36 et le courant de fuite inverse pour ($V_{GS} = -15V$) à $6.53 \mu A/mm$. Les composants présentant un *belly-shape* ont globalement un coefficient d'idéalité moins bon que les autres. A 25°C, la hauteur de barrière moyenne se situe à 0.87 eV tandis que le coefficient d'idéalité se situe autour de 1.47.

La valeur de la hauteur de barrière est du même ordre de grandeur que celle mesurée dans la littérature (0.89 eV pour un empilement Ni/Pt/Au [133]). Le coefficient d'idéalité est quant à lui supérieur à la valeur expérimentale donnée par [133] à savoir 1.10. Cette différence peut s'expliquer par la réalité du process de fabrication et par le fait que le transistor comporte plusieurs doigts pour une surface totale de grille importante (8 mm de développement, technologie $0.5 \mu m$), les inhomogénéités de barrière se retrouvant dans la valeur de n en l'augmentant [10].

Les variations des paramètres thermoïoniques avec la température ont été mesurées sur un composant (figure 2.28). La hauteur de barrière varie de 0.77 eV à 237K à 0.86 eV à 370 K de manière monotone tandis que le coefficient d'idéalité diminue de 2.06 à 1.88 entre ces températures de manière elle-aussi monotone. Il est à noter que pour ce composant précis, les valeurs de hauteur de barrière sont plus basses que celle mesurées sur d'autres transistors. A l'inverse, le coefficient d'idéalité est plus élevé (donc moins bon) par rapport à la moyenne du lot. Cependant, la même tendance en température est visible sur chaque pièce.

Composant	$\Phi_b(eV)$	n	Présence de belly -shape à t0	Courant de fuite en inverse ($\mu A/mm$)
A12	0.99	1.36	oui	2.55
A2	0.98	1.34	non	3.21
A11	0.99	1.34	non	7.92
A5	0.91	1.41	oui	4.80
A10	1.00	1.37	non	2.04
A7	0.87	1.32	non	18.64

TABLE 2.1 – Extraction des paramètres thermoïoniques sur différents composants neufs, $T=50^\circ C$. Le courant de fuite en inverse est pris pour ($V_{GS} = -15V$)

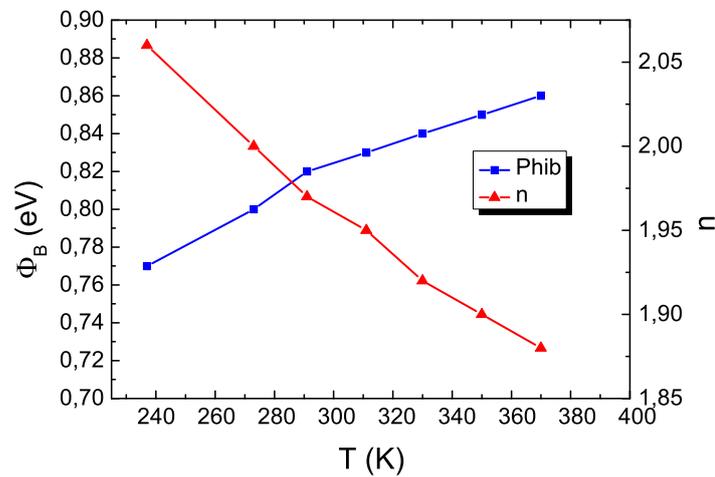


FIGURE 2.28 – Evolution des paramètres thermoïoniques en fonction de la température pour un composant neuf.

L'augmentation de la hauteur de barrière avec la température ainsi que la baisse de n est un phénomène communément observé dans le cas de jonctions schottky "réelles". Par exemple dans le cas de jonctions Pt/n-GaN [134,135] et Ni/AlGaN/GaN [136]. De plus, le tracé de Φ_B en fonction de n à plusieurs températures nous indique une relation linéaire entre les deux paramètres (figure 2.29), de la même manière que [134,135]. L'extrapolation à $n=1$ nous donne une valeur de hauteur de barrière "homogène" de $\Phi_{B0} = 1.8$ eV. Schmitsdorf et al. [137] ont repris les calculs théoriques de Tung [10] afin de montrer par simulation numérique que ce comportement linéaire est caractéristique d'un contact Schottky inhomogène.

Cette relation linéaire entre Φ_B et n se retrouve en prenant les équations prenant les expressions de la hauteur de barrière et le coefficient d'idéalité effectifs dans le cas d'une barrière hétérogène. En les réécrivant, nous obtenons l'équation suivante [10] :

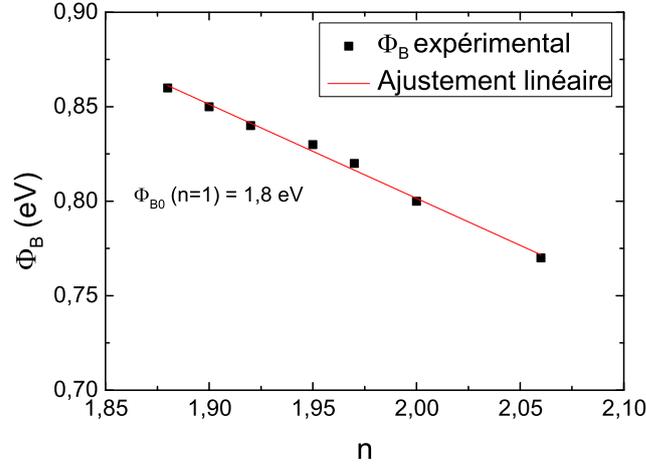


FIGURE 2.29 – Tracé de Φ_B en fonction de n montrant une relation linéaire entre les deux paramètres.

$$\Phi_{B_{eff}} = \Phi_{B0} - (n_{eff} - 1)V_{bb}\xi^{-1} \quad (2.13)$$

Où Φ_{B0} est la hauteur de barrière uniforme, V_{bb} est la tension appliquée (*band bending*) et ξ est une constante dépendante de la géométrie de la barrière inhomogène (il vaut 2/3 ou 1/2).

Le contact Pt/Ni/AlGaN des transistors étudiés est donc irrégulier sur la surface totale de jonction ($4 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$).

2.4.3 Investigations sur le phénomène de belly shape

Le phénomène de *belly-shape* venant parasiter la mesure de diode, quelques mesures supplémentaires ont été effectuées afin d'obtenir plus d'informations sur le phénomène.

Ce courant de fuite est un phénomène parasite initialement observé par Laurent Brunel et ses collaborateurs [124, 138] sur les technologies GH25 et GH50 d'UMS (GaN sur substrat SiC). Leurs investigations ont mené à la conclusion que ces fuites sont assistées par des pièges situés aux coins de grille. Les figures 2.30 et 2.31 représentent le phénomène sur une de nos mesures ainsi que le schéma représentatif du mécanisme de conduction.

Cette forme de ventre bruitée possède un comportement difficilement prévisible. En effet, celui-ci peut apparaître à l'état neuf au bout de quelques mesures. La figure 2.32 présente deux mesures successives sur un composant neuf. La deuxième mesure montre l'apparition du phénomène, qui s'accompagne par une modification visible de la partie thermoionique. L'amplitude du phénomène n'est pas reproductible, comme le présente la figure 2.33 avec plusieurs mesures successives sur le même composant après apparition du *belly-shape*.

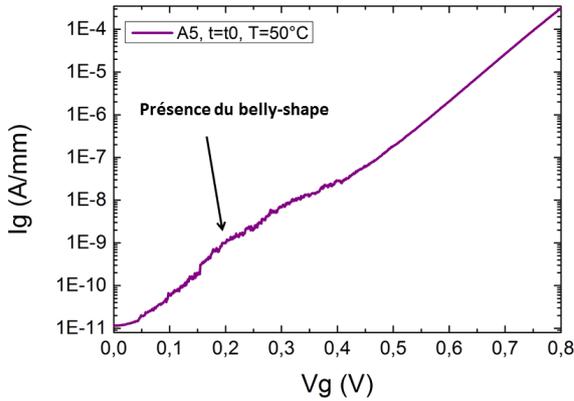


FIGURE 2.30 – Présence du *belly-shape* sur un composant neuf

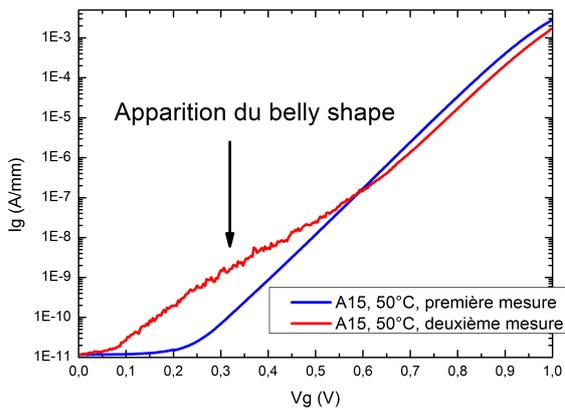


FIGURE 2.32 – Apparition du *belly-shape* après une deuxième mesure sur un composant neuf.

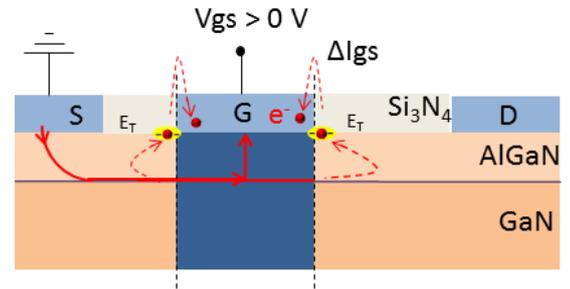


FIGURE 2.31 – Schéma du phénomène physique proposé [138].

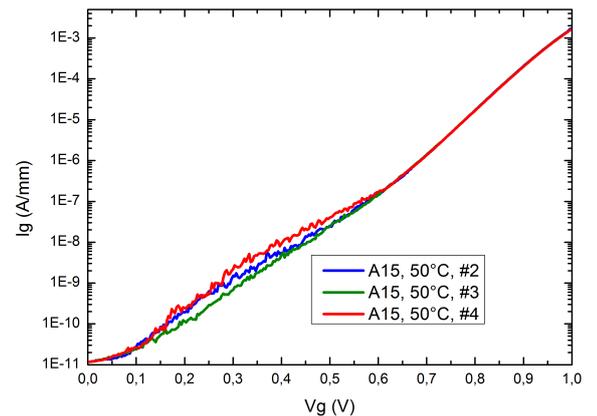


FIGURE 2.33 – Mesures successives sur le même composant.

Afin de tenter d'obtenir une bonne extraction de la partie thermoïonique des composants, des mesures sous illumination UV ont été effectuées sur un transistor décapsulé. L'énergie apportée par les photons UV permettra aux électrons de revenir dans la bande de conduction pour participer à la conduction thermoïonique. Bien entendu, les phénomènes de photogénération seront aussi présents et peuvent apporter un biais sur l'exploitation des données.

La figure 2.34 présente la caractéristique de diode en inverse sous illumination UV. Le courant de grille est significativement réduit par les UV, malgré les effets de photogénération. Cela permet de donner une idée de l'étendue de l'impact du *belly-shape* (ainsi que celui des autres phénomènes liés aux pièges) sur la caractéristique de diode du composant. Le courant

de fuite inverse diminue de $2.04 \mu\text{A}/\text{mm}$ à $1.46 \mu\text{A}/\text{mm}$, pour $T=15^\circ\text{C}$. En effet, les pièges ne pourront plus participer à la conduction parasite, les électrons étant constamment dépiégés. En direct (figure 2.35), le *belly-shape* est complètement absent sous illumination UV, pour la même raison qu'en inverse. Le courant dans la zone thermoïonique a de plus augmenté pour se rapprocher de la première mesure effectuée sur le composant.

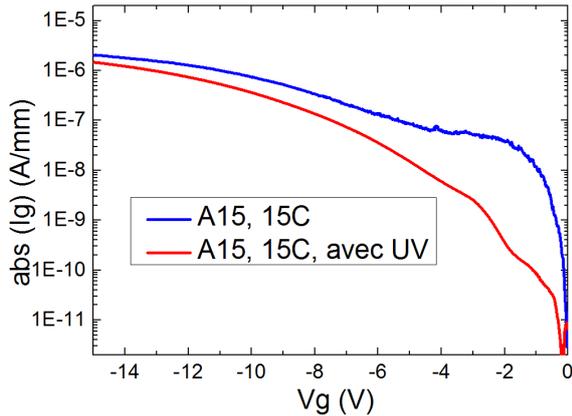


FIGURE 2.34 – Caractéristique de diode en inverse avec et sans illumination UV.

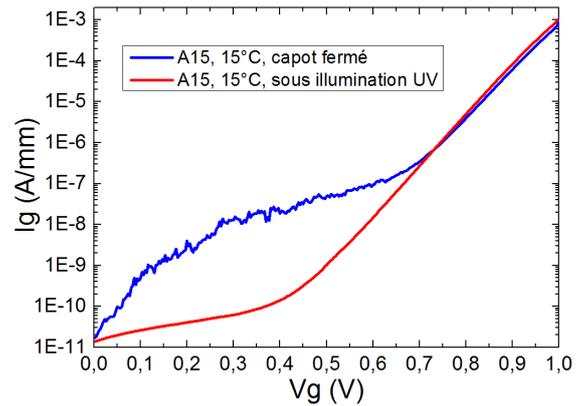


FIGURE 2.35 – Caractéristique de diode en direct avec et sans illumination UV.

Lorsque l'on compare la toute première mesure sur le composant (sans phénomène parasite) à l'une des mesures successives (où le *belly-shape* apparaît) avec la courbe sous UV (figure 2.36), on s'aperçoit que la hauteur de barrière ne varie presque pas entre chaque courbe. Cependant, le coefficient d'idéalité augmente de 1.36 à 1.41 lorsque le *belly-shape* apparaît. En effet, il est communément observé que ce courant de fuite induit une augmentation de ce coefficient. Sous illumination UV, la partie basse de la courbe ($V_G < 0.4 \text{ V}$) ne correspond pas à la première mesure, probablement à cause des phénomènes de photo-génération. Néanmoins, le coefficient d'idéalité extrait se rapproche beaucoup du paramètre extrait lors de la première mesure. Ceci confirme l'impact du *belly-shape* sur le coefficient d'idéalité. La mesure sous éclairage UV ne permet pas de revenir à la première mesure. Ceci peut s'expliquer en partie par les effets de photo-génération. De plus, il est possible que quelques endroits du composant ne sont pas atteints par les UV (ponts de source, field-plate).

La mesure de diode sous UV permet de revenir à un coefficient d'idéalité proche de la caractéristique intrinsèque sans phénomène parasite apparent. Cependant, dans une méthodologie de vieillissement, il n'est pas possible de décapsuler le composant pour faire des mesures sous UV. Ce type de mesure sera donc seulement possible en fin de vieillissement, pour corrélérer les mesures sous UV aux mesures à t_0 dans le cas où le belly shape n'est pas

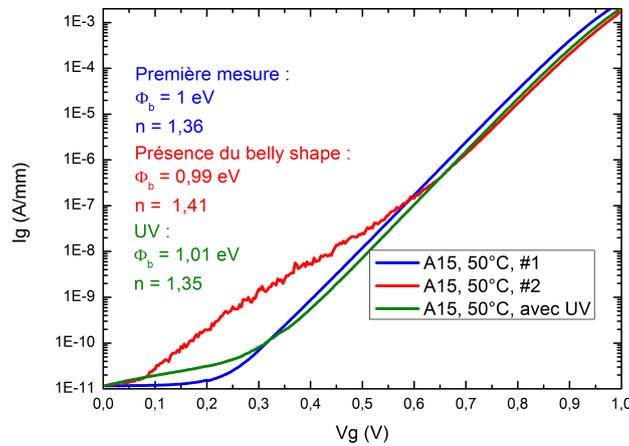


FIGURE 2.36 – Extraction des paramètres thermoïoniques sur deux mesures (avant et après l'apparition du *belly-shape*) puis sur la mesure sous illumination UV.

apparu dès la première mesure.

Le *belly-shape* provenant des pièges, la grille d'un composant a été caractérisée dans deux sens de mesure afin de mettre en évidence un éventuel caractère d'hystérésis sur la courbe en direct (figure 2.37). Tout d'abord, la zone thermoïonique n'est pas impactée par le sens de mesure. La tension aux bornes de la diode grille-source est suffisante pour masquer le phénomène, les électrons ayant plus de facilité à passer la barrière abaissée par V_{GS} . Ensuite, l'amplitude du *belly-shape* semble globalement supérieure dans le sens V_{GS} décroissant. Les centres de génération-recombinaison étant excités par la tension positive, l'amplitude du belly shape sera donc augmentée.

Afin d'observer l'évolution du *belly-shape* en vieillissement, la mesure sera effectuée dans le sens décroissant : la zone thermoïonique n'est pas impactée par rapport au sens de mesure croissant et l'amplitude du courant de fuites sera globalement plus élevée.

Afin d'aller plus loin, des mesures de diode ont aussi été effectuées en mode grille-drain (la source étant en l'air) sur un composant présentant du *belly-shape*. La bonne reproductibilité en direct par rapport à une mesure grille-source (figure 2.38) permet d'écarter la possibilité d'un phénomène de conduction assisté par pièges le long de la surface entre la passivation et la couche d'AlGaIn. En effet, la longueur L_{GD} étant plus grande que L_{GS} , un éventuel courant de surface serait plus visible en mode grille-source qu'en mode grille-drain.

En inverse, le courant de fuites est plus important en mode grille-drain qu'en mode grille-

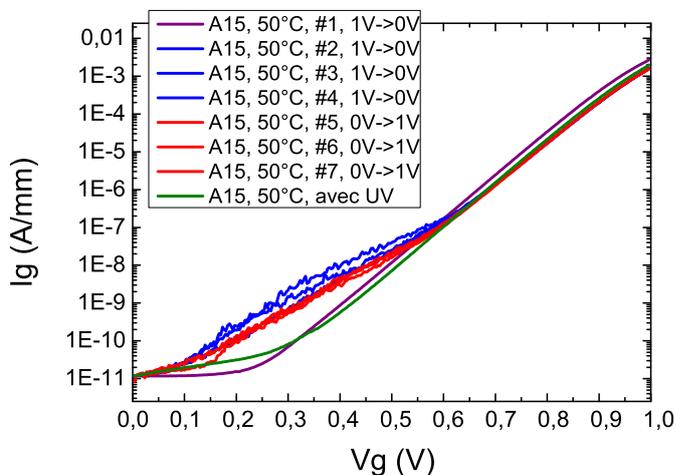
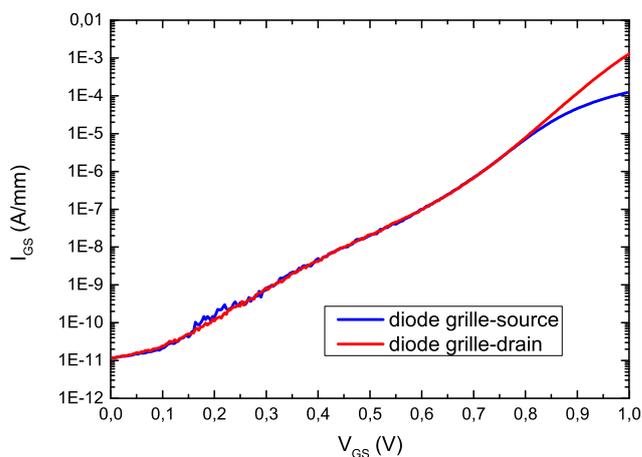
FIGURE 2.37 – Effet du sens de mesure sur le *belly-shape*.

FIGURE 2.38 – Mesure de diode en mode grille-source et en mode grille-drain, la jonction étant polarisée en direct.

source (figure 2.39). Le décalage de la tension d'inversion est plus visible en mode grille-source qu'en mode grille-drain. Il est donc possible que la densité de charges écrantant la tension de grille soit située proche du contact de source.

Ces mesures de diode permettent de mettre en lumière les propriétés générales de la jonction Schottky du GH50. La hauteur de barrière moyenne 0.87 eV à 25°C (comparable à la littérature) tandis que le coefficient d'idéalité est assez élevé (moyenne de 1.47 à 25°C).

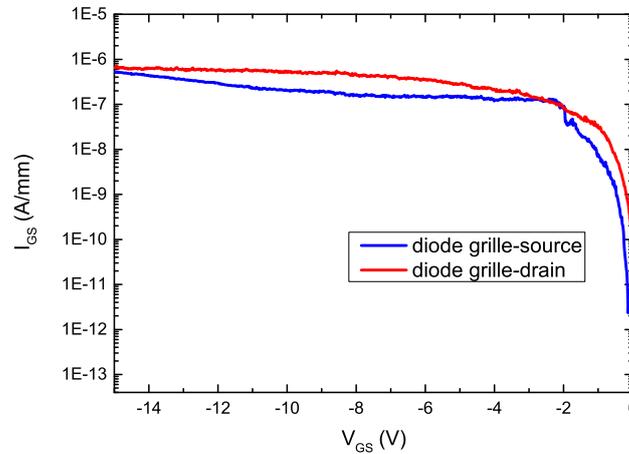


FIGURE 2.39 – Mesure de diode en mode grille-source et en mode grille-drain, la jonction étant polarisée en inverse.

Le contact est inhomogène sur la surface totale de la diode, puisque le coefficient d'idéalité est lié à la hauteur de barrière par une relation linéaire (obtenue partir de mesures I-V-T). La tension d'inversion entre les caractéristiques directe et inverse est décalée d'environ 0.6V. Il existe donc une densité de charge qui écranle le champ électrique local à l'intérieur de la jonction. Ces charges sont probablement situées sous la grille.

Sur certains composants, le phénomène de belly shape est visible. Ce courant de fuites assisté par pièges présente les mêmes caractéristiques en mode grille-source et grille-drain : augmentation du courant sous une certaine tension de grille (environ 0.6V) et augmentation du coefficient d'idéalité apparent. Le courant parasite n'est donc pas surfacique : L_{GD} et L_{GS} sont différents, les courants le seraient donc aussi puisque les courants surfaciques dépendent fortement de la distance à parcourir [125]. Cela concorde avec la littérature quant à un phénomène assisté par pièges situés sur les coins de grille. En éclairant le composant au rayonnement UV afin de dépiéger les charges, le courant parasite disparaît et le coefficient d'idéalité apparent se rapproche de sa valeur initiale (avant apparition du phénomène).

2.5 Extraction des paramètres thermiques du composant

La prochaine étape de caractérisation du composant passe par l'extraction de ses paramètres thermiques. En effet, la résistance thermique du composant est un élément essentiel de toute analyse de vieillissement : Les mécanismes de défaillance étant généralement accélérés avec la température, le calcul de la température de jonction est primordial.

La température de jonction d'un composant peut être calculé comme suit :

$$T_J = Z_{TH} * P_{DISS} + T_C \quad (2.14)$$

Où T_J est la température de jonction du composant et P_{DISS} représente la puissance dissipée au niveau de la surface active, chauffant le composant par effet joule. Z_{TH} est l'impédance thermique calculée à partir de différentes jonctions thermiques. Elle est donnée par :

$$Z_{TH} = \sum_{i=1}^n R_{THi} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}) \quad (2.15)$$

Où R_{THi} est la résistance thermique associée à chaque jonction (en °C/W) et $\tau_i = R_{THi} * C_{THi}$ en s, l'analogie avec l'électronique pouvant être faite avec les équations de la thermique. C_{THi} est donc la capacité thermique de chaque jonction et participe à la caractérisation des effets dynamiques thermiques. Ceci permet d'obtenir une image du cycle thermique du composant : Température minimale, température maximale, profil de température pendant un pulse RF en vieillissement.

Les constructeurs ont recours à des simulations physiques afin de calculer ces paramètres, en fonction de la topologie du composant. De plus, des mesures infrarouges sont généralement menées afin de détecter d'éventuels points chauds, très importants pour détecter d'éventuels points faibles du composant.

Ici, nous allons nous intéresser à la mesure électrique de la résistance thermique moyenne. En effet, les ponts à air ne pouvant pas être retirés par FIB, l'analyse de toute une puce en face avant par caméra thermique n'est pas envisageable. Une mesure d'un tel paramètre par voie électrique donne nécessairement accès à une valeur moyenne - le courant mesuré étant la somme des courants des transistors élémentaires sans possibilité de dissociation. Cette valeur est cependant utile car elle conditionnera la température de jonction moyenne du composant, utilisée dans les tests de vieillissement.

2.5.1 Mesure électrique de la résistance thermique

La méthode utilisée a été utilisée pour la première fois par Joh [139] : Un étalon à partir de réseaux IV-pulsés est établi à plusieurs températures. Les valeurs de I_{DSS} et R_{ON} sont extraites pour chaque température afin d'obtenir leur évolution. Ensuite, la température est fixée (à 25°C dans notre cas) et des réseaux à différents points de polarisation à puissance dissipée non nulle sont mesurés. Les valeurs de I_{DSS} et R_{ON} à chaque puissance sont reportées en température de jonction grâce aux étalons correspondants. La résistance thermique pourra donc être récupérée avec la pente de T_J en fonction de P_{DISS} .

Les étalons de I_{DSS} et R_{ON} sont tout d'abord obtenus en utilisant le banc IV pulsé avec des pulses courts (2 μ s) et un rapport cyclique faible (0.2%) de manière à être le plus athermique possible tout en atteignant la stabilisation du courant de drain. La température de jonction sera donc égale à la température de semelle T_C . La mesure est effectuée à partir

d'un point de polarisation ne dissipant pas de puissance : $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$. Le courant de saturation est extrait pour des valeurs de $(V_{DS} = 6V)$, afin d'éviter de dissiper trop de puissance (on limite l'auto-échauffement pendant les $2\mu s$ à forte puissance dissipée, de manière à avoir une bonne précision). Les deux étalons sont présentés en figures 2.40 et 2.41.

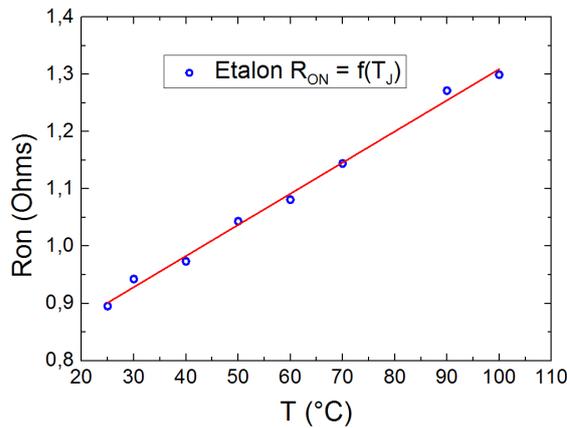


FIGURE 2.40 – Étalon de R_{ON} en fonction de la température de jonction.

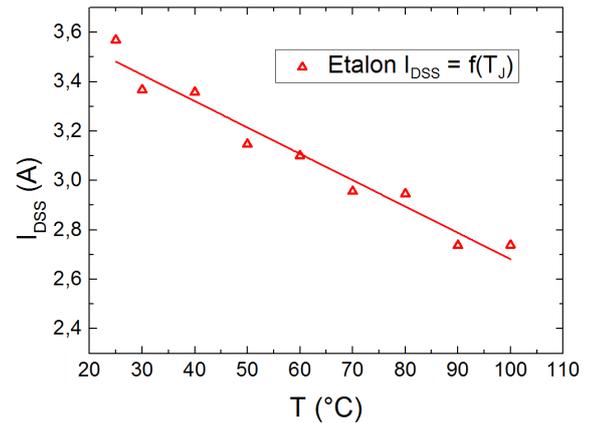


FIGURE 2.41 – Étalon de I_{DSS} en fonction de la température de jonction.

La précision de l'extraction est moindre pour I_{DSS} que celle de R_{ON} . Les résultats entre les deux extractions seront comparés par la suite. La température du composant est ensuite fixée à $25^{\circ}C$. Des réseaux pulsés sont mesurés à partir de points de polarisation avec une puissance dissipée non nulle. La tension de grille reste pulsée à partir de $0V$. La tension de drain de repos varie de $0V$ à $8V$ afin de faire varier la puissance dissipée pour chaque réseau. La résistance à l'état passant et le courant de saturation à $6V$ sont donc extraits pour chaque puissance dissipée et reportés en température de jonction. Les résultats sont présentés en figure 2.42.

Bien que l'étalon utilisé pour I_{DSS} soit moins bon, les résultats pour les deux extractions sont comparables. La résistance thermique extraite est calculée à $R_{TH}=3.54^{\circ}C/W$, ce qui représente une erreur de 4.3% avec la donnée utilisée sur la *datasheet* d'UMS, donnée pour $3.7^{\circ}C/W$ [129] à $25^{\circ}C$.

2.6 Caractérisation hyperfréquence

Une fois caractérisés en DC, les composants sont placés dans leur amplificateur afin de les caractériser en fonctionnement radio-fréquence. Dans un premier temps, les amplificateurs sont conçus pour fonctionner à $3GHz$ en présentant les impédances données par la *datasheet*

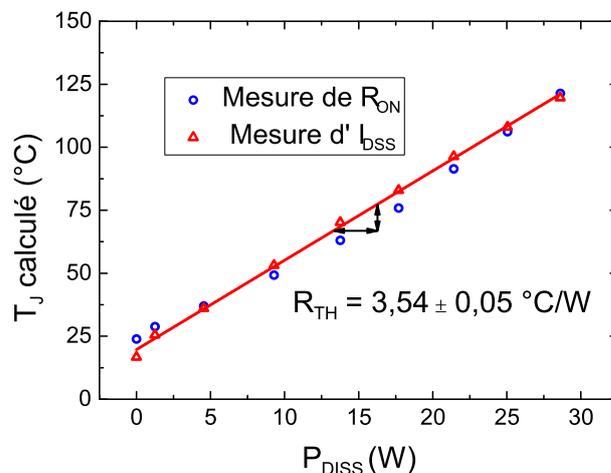


FIGURE 2.42 – Extraction de la résistance thermique du composant, par la mesure de R_{ON} et I_{DSS} .

d'UMS. Ensuite, les montages sont caractérisés dans le banc de vieillissement en P_{in} - P_{out} , gain, rendement et efficacité de drain.

2.6.1 Conception d'un amplificateur dédié à l'étude du vieillissement

Les amplificateurs ont été conçus de manière à fonctionner en bande S, à 3 GHz. Selon UMS, les impédances à présenter au composant à cette fréquence sur la grille et le drain sont respectivement : $2.7-j4.65$ et $4.8+j1.01$, pour $V_{DS} = 50\text{V}$ et $I_{Dq} = 200\text{mA}$ [129].

De plus, ces amplificateurs doivent permettre les mesures *in-situ* lors du vieillissement : Les amplificateurs ne doivent pas être retirés du banc lors de ces mesures pour assurer au maximum la continuité des mesures RF (serrage/desserrage des connecteurs). Celles-ci nécessitent néanmoins le retrait des capacités de découplage sur les accès DC. Ces mesures *in-situ* comportent des mesures IV pulsé, des mesures de diode ainsi que des mesures de pièges par transitoires de courant. Chaque montage doit aussi permettre la mesure du courant de drain dans le pulse RF afin de calculer le rendement en puissance ajoutée (PAE) lors de mesures P_{in} - P_{out} .

Un modèle électrique ouvert du composant n'étant pas fourni, la conception s'est appuyée autour des impédances à présenter au composant. Celles-ci sont simulées à l'aide d'une simulation électromagnétique par le logiciel ADS (*Advanced Design System*, de Keysight) en faisant varier les longueurs et largeurs de piste. La figure 2.43 représente les impédances cibles ainsi que les impédances simulées avec notre circuit.

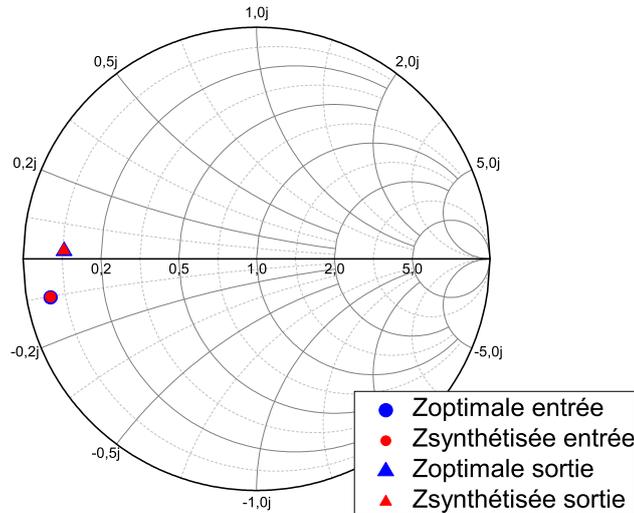


FIGURE 2.43 – Impédances optimales à présenter au composant à 3 GHz et impédances générées par la simulation ADS.

L'adaptation du composant étant assurée, les accès DC ont reçu une attention particulière. Des quarts d'onde en forme de papillon sont placés sur chaque accès DC afin de ramener un circuit ouvert à 3 GHz. Ces quarts d'onde sont doublés afin d'assurer un meilleur filtrage. De plus, deux accès DC différents sont envisagés : Un accès avec capacités de découplage afin de filtrer le bruit provenant des alimentations du banc de vieillissement avec la connectique adaptée aux chassis BILT (permettant la commande des alimentations DC et le trigger des impulsions RF). Le deuxième accès est dépourvu de capacités puisque prévu pour les mesures *in-situ*. Cette fois-ci, la connectique utilisée est en BNC afin de s'adapter au maximum aux appareils de mesure (mesureur faible courant, banc IV pulsé). Le schéma des pistes du circuit est présenté en figure 2.44.

2.6.2 Réalisation des amplificateurs

Les circuits sont réalisés sur du substrat ROGERS 4003C. Il s'agit d'un substrat en hydrocarbure chargé en céramique, de constante diélectrique $\epsilon_r = 3.38$ et d'une épaisseur de $813 \mu\text{m}$ [140]. Les métallisations de cuivre sont épaisses de $17 \mu\text{m}$ tandis que le coefficient de perte $\tan \delta$ est de 0.0021 à 2.5GHz et $T=23^\circ\text{C}$ (0.0027 à 10 GHz pour la même température). Les circuits de grille et de drain sont reportés chacun sur leur embase en cuivre de dimensions $50 \times 50 \times 15 \text{mm}$, à l'aide d'une brasure Etain-Plomb. Celle-ci permet d'assurer le contact du plan de masse avec l'embase ainsi que celui des plots de masse à travers les trous métallisés. Le composant est fixé à l'aide de deux vis sur la pièce centrale, s'adaptant à la largeur du boîtier ($50 \times 4.5 \times 5.5 \text{mm}$), le contact entre toutes les parties de l'amplificateur étant assuré par deux tiges filetées passant dans chaque élément tandis que les pattes du composant sont soudées sur les pistes correspondantes.

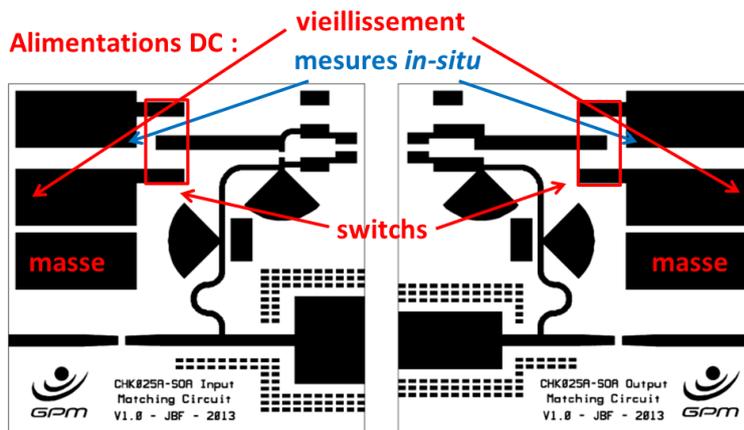


FIGURE 2.44 – Schéma des pistes reportées sur le substrat RF, des switches seront utilisés pour passer du vieillissement aux mesures de reprise.

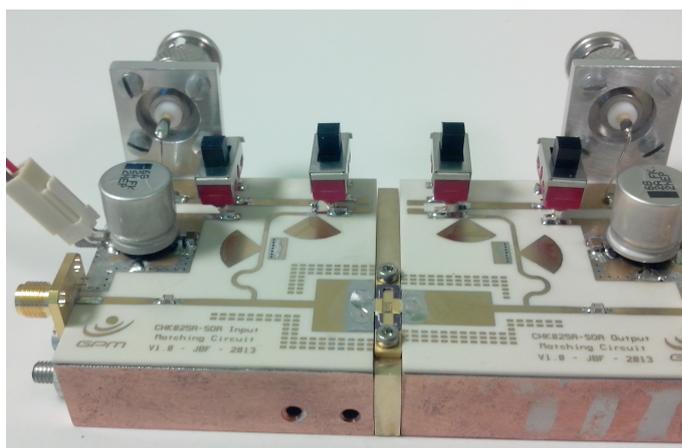
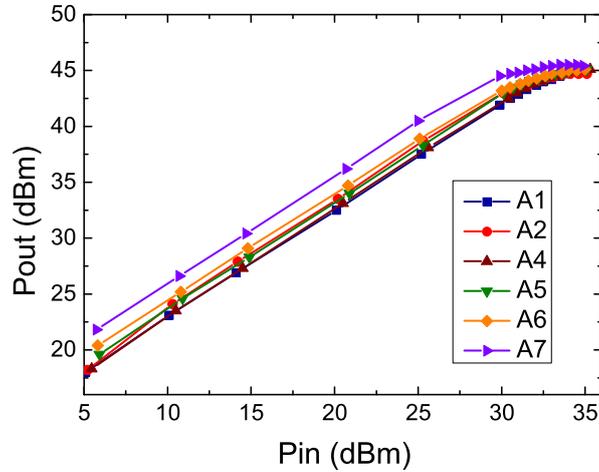


FIGURE 2.45 – Réalisation d'un amplificateur, le transistor ici est décapsulé.

2.6.3 Caractéristiques P_{in} - P_{out} , gain et rendement des amplificateurs

Les amplificateurs sont ensuite placés sur le banc de vieillissement et alimentés en classe B : $V_{DS}=50V$, $I_{Dq}=200mA$, $T_c=25^{\circ}C$. La puissance d'entrée varie de 5 à 30 dBm, par pas de 5 dBm. Ensuite, vers la compression, la puissance varie par pas de 0.5 dBm jusqu'à 35 dBm. La caractéristique P_{in} - P_{out} de chaque composant est présentée en figure 2.46.

Le gain linéaire présente une certaine dispersion (voir le tableau 2.2 et la figure 2.47). Cependant, à forte compression, les amplificateurs présentent la même puissance et le même gain en sortie. Les amplificateurs sont au minimum à environ 2 dB de compression, pouvant

FIGURE 2.46 – Mesures P_{in} - P_{out} sur les amplificateurs à t_0 .

aller jusqu'à 5 dB au maximum pour le composant A7. Celui-ci présente le gain le plus élevé, ainsi que la hauteur de barrière la plus faible (voir la section sur les mesure en mode diode). Cependant, ce n'est pas le transistor donnant le plus de courant de drain (voir figure 2.18). Ces différences peuvent provenir d'une certaine disparité de l'adaptation d'impédance sur les amplificateurs.

Composant	Gain linéaire à 20 dBm (dB)	Gain à 35 dBm (dB)	Compression à 35 dBm (dB)
A1	12.5	10	1.8
A2	13.5	9.7	3.9
A4	12.6	10.1	2.3
A5	13.2	10.1	2.6
A6	13.9	10.1	3
A7	15.6	10.4	4.6

TABLE 2.2 – Comparaison des gains pour chaque composant à t_0 .

L'extraction du rendement en puissance ajoutée (PAE) est présentée en figure 2.48. Son expression est rappelée en équation 2.16 :

$$PAE = \frac{P_{outRF} - P_{inRF}}{V_{DS}I_{DS}} \quad (2.16)$$

Le transistor A7, polarisé de la même manière que les autres composants et donnant plus de puissance, présente naturellement un rendement plus élevé (60% en compression). Le

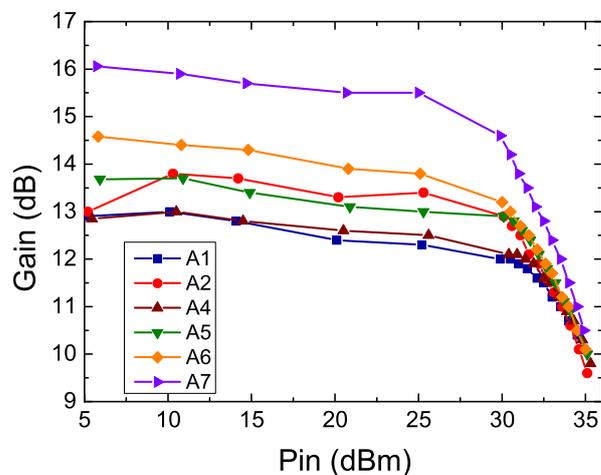


FIGURE 2.47 – Extraction des caractéristiques P_{in} -gain sur les amplificateurs à t_0 .

rendement moyen se situe autour de 50% pour les composants A6, A5 et A4. Le composant A2 est celui qui présente les valeurs les plus faibles : 36% en compression. Mis à part ce dernier composant, les valeurs de rendement sont dans l'ordre de grandeur de ce que l'on pourrait attendre de cette classe de fonctionnement (50-60%).

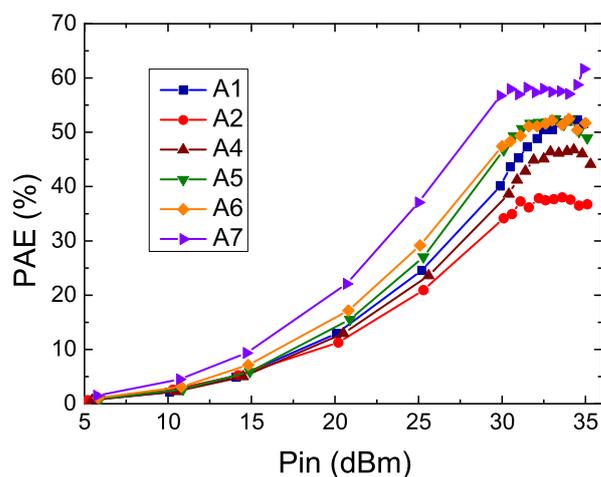


FIGURE 2.48 – Extraction des caractéristiques P_{in} -PAE sur les amplificateurs à t_0 .

Les gains des amplificateurs présentent une dispersion notable (de 13 à 16 dB en gain petit signal). Il est possible que cela soit dû à une dispersion sur l'adaptation d'entrée des

amplificateurs puisque les caractéristiques DC de ces composants ne présentent pas de dispersion de cet ordre de grandeur (figure 2.18 par exemple). La dispersion du courant de drain de saturation I_{DSS} se situant à 40mA/mm.

2.7 Conclusions du chapitre

Ce deuxième chapitre nous a permis de présenter le composant d'étude. Ce transistor de technologie UMS ($L_G=0.5 \mu\text{m}$) se présente en boîtier non adapté, permettant au client plus de liberté sur l'utilisation du composant (classe de fonctionnement). Une analyse physique a été conduite en décapsulant le composant, par observations au microscope optique, au microscope électronique à balayage ainsi qu'au microscope électronique en transmission après découpe au FIB. Le contact Schottky de grille a fait l'objet d'une attention particulière puisque c'est une zone critique du composant. Le contact ohmique de drain a aussi été observé afin d'obtenir plus d'informations. Ceci permettra par la suite d'affiner les hypothèses sur les phénomènes de dégradations éventuels après vieillissement.

Plusieurs composants ont ensuite été caractérisés en mesures IV pulsé (réseaux $I_{DS}-V_{DS}$, $I_{DS}-V_{GS}$ et transconductance). Les composants sont capables de fournir une densité de courant autour de 0.45 A/mm en saturation. Les différents points de repos sur ces mesures pulsées ont mis en évidence le faible impact du *gate-lag* sur le composant. Cependant, le *drain-lag* a beaucoup plus d'influence puisqu'il est capable d'augmenter la tension de pincement mesurée de 0.5 V ($(V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7\text{V}, 50\text{V})$).

La méthodologie d'extraction des paramètres thermoïoniques a ensuite été présentée. En utilisant les fonctions de Lambert, les hauteurs de barrière et coefficients d'idéalité ont été extraits sur les composants. La hauteur de barrière moyenne se situe à 0.87 eV à 25°C et le coefficient d'idéalité autour de 1.47. Le tracé de Φ_B en fonction de n (à partir de mesures I-V-T) a montré une dépendance affine entre les deux paramètres, signe de non homogénéité de la barrière Schottky. Cette dépendance est relativement courante sur ce genre de jonctions. La tension d'inversion entre les caractéristiques directe et inverse est décalée d'environ 0.6V, signe d'une densité de charges localisées sous la grille, probablement côté source (mesures en mode grille-source et grille-drain).

Le phénomène de belly shape a été observé sur cette technologie. Ce courant de fuites assisté par pièges disparaît complètement sous mesures UV, ce qui permet de retrouver le coefficient d'idéalité initial (avant apparition du courant parasite). Cependant, ce type de mesure n'est pas applicable pendant un vieillissement, la décapsulation étant prohibée. Les mesures de diode grille-drain et grille-source n'ont pas montré de différence en direct, signe que le courant n'est pas surfacique et correspond bien à un passage assisté par piège aux coins de grille.

La résistance thermique moyenne du composant a été extraite via mesure électrique. La valeur mesurée (3.54°C/W) est en accord avec les données d'UMS à 4.3% près.

Enfin, des amplificateurs ont été conçus et réalisés afin de permettre le fonctionnement des transistors à 3 GHz tout en supportant les mesures *in-situ*. Les transistors ont ensuite été caractérisés à cette fréquence. La puissance de sortie moyenne est de 45 dBm à 35 dBm en puissance d'entrée. Le rendement en puissance ajoutée moyen se situe autour de 50% (valeur cohérente avec la classe B). Le gain linéaire présente des disparités importantes, notamment pour le composant A7. Cependant, le gain en compression est stable pour tous les composants, autour de 10 dB.

Banc athermique de caractérisation des pièges longs

Le deuxième chapitre a traité des premières caractérisations du composant d'étude. Ces mesures statiques et dynamiques sont un bon point de départ avant une étude de fiabilité. L'étude des pièges au sein du transistor est néanmoins une composante essentielle de l'état initial. Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord décrire certaines des mesures existantes utilisées pour la caractérisation des pièges (DLTS - *Deep Level Transient Spectroscopy*, DLOS - *Deep Level Optical Spectroscopy*, bruit basse fréquence). Ensuite, les différentes méthodes d'extractions utilisées afin de traiter les transitoires de courant seront abordées. Elles seront par la suite comparées sur la base de leur précision. Un modèle de courant de drain en fonction des densités de pièges sera proposé afin de permettre l'extraction d'informations supplémentaires à partir des transitoires de courant.

Afin de simuler les effets thermiques dans les transitoires à mesurer, un modèle simplifié de la source de courant sera présenté. Deux cas de figures seront envisagés : Un transitoire en mode DC et un transitoire en mode pulsé (A-DCTS - *Athermal Direct Current Transient Spectroscopy*). L'intérêt d'une mesure athermique de pièges sera souligné. Un complément aux extractions par A-DCTS par mesure de bruit basse fréquence sera effectué afin de compléter la caractérisation de l'état de piégeage dans le composant.

3.1 Descriptif des mesures de transitoires existantes

Les effets des phénomènes de piégeage étant réellement conséquents dans les technologies III-V (et particulièrement le GaN ces dernières années), un arsenal de méthodes a été mis en place afin de les caractériser et les localiser. La liste de méthodes présentée ci-dessous n'est pas à caractère exhaustif, elle représente différentes techniques usuelles destinées à la mesure de pièges par transitoires de courant. Les gammes temporelles et thermiques explorées sont parfois différentes et soulignent la complémentarité de ces mesures.

3.1.1 Les techniques DLTS et I-DLTS

La DLTS (Deep Level Transient Spectroscopy) est une technique permettant la caractérisation des centres actifs dans les semi-conducteurs par la mesure des variations d'un paramètre avec la température (capacité, courant pour respectivement C-DLTS et I-DLTS).

La C-DLTS est donc une spectroscopie de transitoire de capacité, sensible aux variations

de charges dans le composant (la capacité étant proportionnelle à la dérivée du nombre de charges). La I-DLTS, bien que directement proportionnelle au nombre de charges et donc moins précise, permet de s'affranchir facilement des résistances séries du composant, pouvant quant à eux affecter les transitoires de capacités [141].

La C-DLTS a été utilisée pour mesurer les défauts cristallins sur des dispositifs tels que les diodes Schottky en GaN [142, 143], conjointement avec la I-DLTS. La C-DLTS est néanmoins délicate à mettre en place pour un transistor du fait de la faible capacité de grille (1-5pF) [98]. De plus, le champ électrique au sein des diodes Schottky est différent de celui intervenant dans un transistor.

Une étude sur une diode Schottky Au/Pt/Ni/AlGaIn ne sera donc pas représentative de la grille de notre transistor. La structure inter-digitée de notre composant va aussi induire des effets de bord venant distordre les valeurs mesurées. Enfin, les faibles capacités présentes doivent être mesurées dans des temps assez courts [101], ce qui rend difficile la détection des défauts. Pour pallier à ces difficultés, la I-DLTS a été mise en place : Au lieu d'utiliser un transitoire de capacité, un transitoire de courant sera mesuré.

Le principe de la mesure (en courant ou en capacité) consiste à appliquer une impulsion en courant sur le composant d'étude et à observer la réponse transitoire de celui-ci. La température est ensuite changée afin de construire le diagramme d'Arrhénius suivant le principe de l'équation 1.38. Le signal DLTS résultant présente des pics indicateurs de l'énergie d'activation des défauts considérés. La concentration des pièges peut s'extraire à l'aide de l'amplitude de chaque pic de signal. Un exemple d'extraction de pièges par C-DLTS est présenté en figure 3.1.

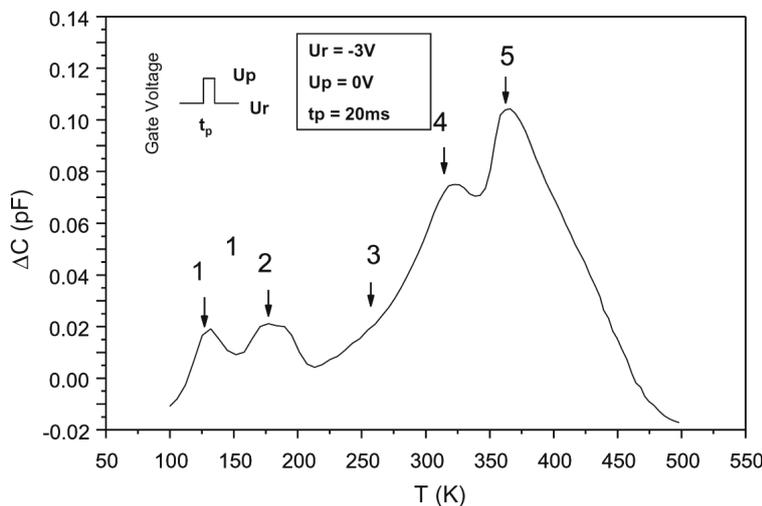


FIGURE 3.1 – Exemple d'extraction des énergies d'activation de défauts dans des HEMTs AlGaIn/GaN par C-DLTS [144]

Lors d'une mesure en I-DLTS, le point de repos du composant (V_{GS} , V_{DS}) ne doit pas

conduire à une dissipation de puissance trop importante (courant de drain inférieur à 100 mA voire moins) sous peine d'induire de l'auto-échauffement. Cette limitation ne permet donc pas de se rapprocher des conditions opérationnelles du composant.

3.1.2 La mesure par Deep Level Optical Spectroscopy

De manière à obtenir des informations fiables sur la localisation des pièges ainsi que leurs énergies d'activation, une variante de la DLTS peut être corrélée à des analyses en photo-émission. Tapažna et ses collaborateurs sont à l'origine de cette technique de mesure [112], notamment dans le cadre d'une étude de vieillissement en *ON-State* et *OFF-State* sur des HEMTs AlGa_N/Ga_N. Ils ont montré que l'évolution des pièges se situe autour du coin de grille côté drain après vieillissement en observant le décalage du pic de photoluminescence dans cette zone (figure 3.2). Ce résultat est confirmé par la mesure de la température des électrons dans cette zone, le pic mesuré étant du côté drain (figure 3.3). La température des électrons étant déterminée à partir de la partie décroissante à haute énergie du spectre d'électroluminescence (reprise dans l'insert de la figure 3.3).

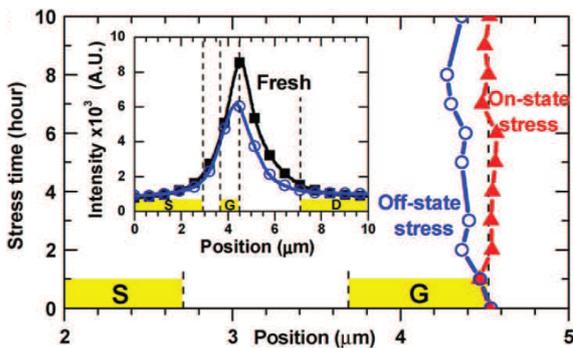


FIGURE 3.2 – Intensité du pic de photoluminescence sur un HEMT AlGa_N/Ga_N pendant des stress en *ON-State* et *OFF-State*, en fonction du temps.

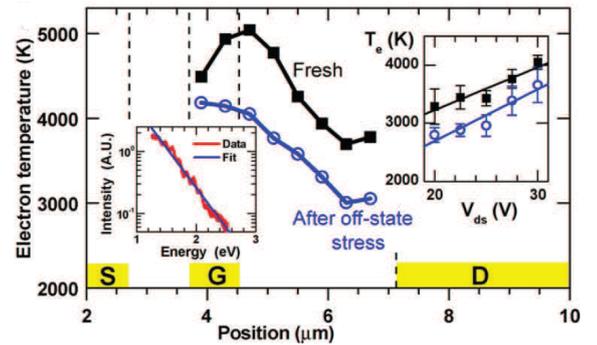


FIGURE 3.3 – Température des électrons dans un HEMT AlGa_N/Ga_N à travers la zone active, déterminée à partir de la queue à haute énergie du spectre d'électroluminescence.

Tapažna et al. ont par la suite mesuré des transitoires de courant de drain, de la même manière que Joh et del Alamo [101] : Le composant est d'abord soumis à un pulse permettant le piégeage des charges ($V_{GS}=-10V$, $V_{DS}=0V$). Ensuite, les transitoires de courant de drain à différentes températures sont mesurés à $V_{GS}=1V$, $V_{DS}=0.5V$. En traçant la dérivée du courant de drain par rapport au logarithme du temps, les constantes de temps des pièges sont accessibles sous forme de pics positifs ou négatifs (figure 3.4).

Les corrélations entre les mesures optiques et les mesures électriques apportent des informations supplémentaires sur la localisation des pièges. Dans les travaux cités précédemment,

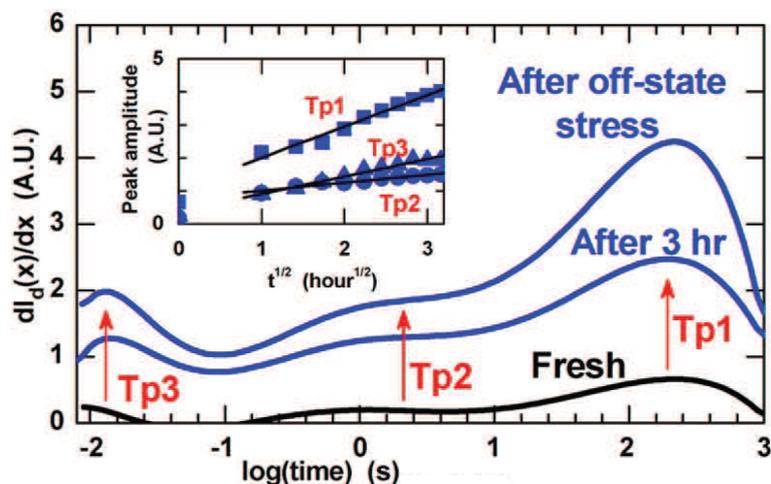


FIGURE 3.4 – Extraction des constantes de temps et des énergies d'activation à partir de transitoires de courant.

les défauts extraits ont été localisés sous la grille (TP1 et TP2 respectivement à 0.45 et 0.12 eV par exemple).

Cette méthode est très utile pour la localisation des pièges. Cependant, les métallisations vont bloquer le passage de la lumière, ce qui rend son utilisation délicate dans le cadre d'un vieillissement. De plus, il est nécessaire d'avoir recours à un microscope à photo-émission afin d'obtenir les informations complémentaires. Ceci nécessite donc de retirer le transistor de son éventuel banc de vieillissement, ce qui va perturber la calibration de celui-ci.

3.1.3 La mesure de bruit basse fréquence appliquée aux mesures de pièges

Le bruit en électronique est défini comme toute fluctuation aléatoire du courant ou de la tension, provenant d'une variation de charges dans la structure. Il fixe donc la limite basse de détection du signal, à l'aide du rapport signal/bruit. Cependant, le bruit n'a pas qu'un effet délétère sur le composant : En connaissant ces sources possibles et en sachant le traiter, celui-ci peut donner accès à des informations pertinentes sur les défauts cristallins des matériaux. Les pièges sont en effet des centres de génération-recombinaison, responsables de fluctuations de charges et donc générateurs de bruit. La bonne connaissance de toutes les sources possible de bruit est nécessaire afin de retirer une information pertinente du signal. Les influences du bruit thermique et du bruit en $1/f$ doivent être décorrélées du bruit de génération-recombinaison généré par les pièges.

3.1.3.1 Le bruit thermique

Le bruit thermique est présent dans tout dispositif à base de matériaux conducteurs ou semi-conducteurs. La vitesse des porteurs est en effet soumise à des fluctuations dues à l'agitation thermique, au sein du milieu résistif dans lequel ils se déplacent. Le bruit thermique est défini par :

$$\langle i_n^2 \rangle = \frac{4kT}{R} \Delta f \quad (3.1)$$

Où $\langle I^2 \rangle$ représente la densité spectrale de courant, k est la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}.\text{mol}^{-1}$), T la température en Kelvin, Δf la bande de fréquence dans laquelle la mesure est effectuée et R est la résistance électrique du matériau dans lequel les porteurs se déplacent.

La densité spectrale étant indépendante de la fréquence, ce bruit est qualifié de bruit blanc. L'amplitude instantanée du bruit présente une distribution gaussienne.

3.1.3.2 Le bruit de grenaille ou *shot noise*

Observé pour la première fois par Schottky en 1918, ce bruit provient de la nature discontinue du courant électrique : Celui-ci est formé de charges élémentaires. Ce type de bruit existe lorsque le courant circule et que les porteurs de charge traversent une barrière de potentiel puisque ceux-ci la traversent à des temps aléatoire et non en même temps. La valeur instantanée du courant va donc fluctuer autour de sa valeur moyenne. Les résistances et le canal d'un HEMT ne vont donc pas générer de bruit de grenaille. Celui-ci sera donc seulement visible lors d'une mesure de bruit sur le courant de grille (jonction Schottky). Aux fréquences basses et moyennes (pour des temps inférieurs au temps de passage des électrons à travers la barrière), le bruit de grenaille est considéré constant en fonction de la fréquence (bruit blanc). Aux fréquences plus élevées, celui-ci dépendra donc de la fréquence.

La densité spectrale de bruit de grenaille est décrite par [7] :

$$\langle i_n^2 \rangle = 2qI_{DC}\Delta f \quad (3.2)$$

3.1.3.3 Le bruit en 1/f

Le bruit en 1/f, quant à lui, est caractérisé par une densité spectrale de bruit inversement proportionnelle à la fréquence. Seules les basses fréquences seront donc impactées. Les origines de ce bruit sont moins bien identifiées que celles des autres sources possibles de bruit. Deux modèles possibles peuvent être utilisés [141] :

Le modèle de Mc Worther [145] propose une explication en utilisant la fluctuation du nombre de porteurs circulant dans le drain due aux défauts (génération-recombinaison) dans les régions considérées. Son expression est définie par :

$$\langle i_n^2 \rangle = \frac{q\mu n_t f_t (1 - f_t)}{L^2 n^2 L \frac{\tau_1}{\tau_2} f} I_D V_{DS} \quad (3.3)$$

Avec :

$$f_t = \frac{1}{1 + B \cdot \exp\left[\frac{E_T - E_F}{kT}\right]} \quad (3.4)$$

$$n = N_C \exp\left[\frac{E_T - E_F}{kT}\right] \quad (3.5)$$

Où E_T représente le niveau d'énergie du piège, E_f le niveau de Fermi, E_C le niveau d'énergie de la bande de conduction, n_t la densité de centres de génération-recombinaison, n la densité de porteurs libres, N_C la densité d'états dans la bande de conduction et B est un facteur de dégénérescence de spin. En suivant l'hypothèse de Mc Worthier (fluctuation des porteurs dues à des défauts), les électrons passent d'un niveau E_1 à un niveau E_2 . Les constantes τ_1 et τ_2 correspondent donc aux constantes de temps associées à ces deux niveaux à l'aide de l'expression :

$$\tau_{1,2} = \tau_0 \exp(E_{1,2}/kT) \quad (3.6)$$

Le deuxième modèle se base sur les variations de mobilité des porteurs (modèle de Hooge [146]), décrit par :

$$\frac{\langle i_n^2 \rangle}{i_n^2} = \left\langle \left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2 \right\rangle = \frac{\alpha_H}{N} \cdot \frac{\Delta f}{f} \quad (3.7)$$

Où α_H est le facteur de Hooge relatif au barreau résistif que l'on considère (le canal dans notre cas) et N est le nombre total de charges libres.

3.1.3.4 Le bruit de génération-recombinaison

Le bruit de génération-recombinaison, quant à lui, est une source de bruit dont la signature est lorentzienne. Cette source de bruit correspond aux phénomènes de piégeage-dépiégeage en présence de défauts cristallins dans le semi-conducteur. La fluctuation du nombre de porteurs dans les bandes de valence et de conduction vont donc créer ce bruit qui se présente sous la forme :

$$\langle i_n^2 \rangle = \frac{K}{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \quad (3.8)$$

Où f est la fréquence, K est un coefficient d'amplitude et f_c est la fréquence de coupure définie par la constante de temps du piège considéré. Il est donc possible d'extraire les constantes de temps de pièges à l'aide de cette source de bruit. La mesure est possible sur le courant de drain ($\langle i_D^2 \rangle$) comme sur le courant de grille ($\langle i_G^2 \rangle$), permettant d'obtenir des informations sur la localisation des pièges (proches ou sous la grille dans le cas de $\langle i_G^2 \rangle$), dans le buffer de GaN ou le substrat dans le cas de $\langle i_D^2 \rangle$.

Le bruit en $1/f$ au niveau de la grille n'est cependant pas du même ordre que celui au niveau du drain. En effet, il s'agit cette fois d'un bruit généré à travers une barrière Schottky et non des fluctuations de mobilité ou du nombre de porteurs. Les sources de bruit à ce niveau peuvent provenir de la modulation de la hauteur de barrière, résultant en une fluctuation de la densité de charges dans la zone de charge d'espace. Cette modulation est induite par des faibles quantités d'électrons thermiquement activés et passant en chaîne à travers la barrière par effet tunnel. Une autre hypothèse possible consiste à supposer qu'à partir d'un niveau de courant en direct suffisant, du bruit en $1/f$ peut être généré dans la résistance série de la jonction Schottky.

3.1.3.5 Principe de la mesure de bruit BF

Le modèle utilisé pour l'extraction du bruit doit être tout d'abord défini avec soin, suivant le type de mesure (sur la grille ou le drain) et le type de composant. Le composant est ensuite polarisé à un point de repos donné, dépendant de la zone à observer : régime ohmique pour les pièges situés préférentiellement proche de la grille et régime saturé pour les pièges situés dans le buffer de GaN et le substrat. Il est à noter cependant que les pièges de buffer peuvent être visible en régime ohmique et inversement pour les pièges au niveau de la grille.

Le banc de mesure utilisé au laboratoire LAAS de Toulouse présente deux amplificateurs transimpédances utilisés pour recueillir le signal qui sera envoyé à un analyseur de spectre. Ce signal sera donc une tension représentative de la source de bruit en courant sur chaque accès du composant. L'analyseur donnera donc la densité spectrale de bruit à partir de laquelle les extractions peuvent être effectuées, la gamme de fréquence mesurée se situant entre 1Hz et 100MHz. La figure 3.5 présente un exemple de densité spectrale de bruit sur un HEMT AlGaIn/GaN en faisant varier la tension de drain en régime saturé. Des centres de génération-recombinaison se distinguent du bruit en $1/f$ (modélisé par le trait en pointillé). En particulier aux basses fréquences, le signal obtenu s'écarte fortement du bruit en $1/f$: Le composant présente de nombreux pièges lents répartis en énergie (constante de temps entre 0.1s et 1s soit entre 1 et 10 Hz).

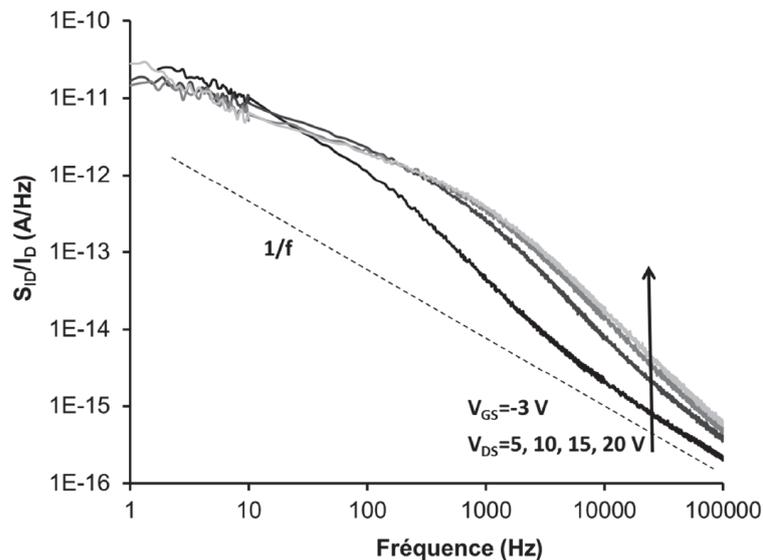


FIGURE 3.5 – Mesure de bruit basse fréquence sur un HEMT AlGaIn/GaN, en faisant varier la tension de drain en régime saturé [141].

Bien entendu, le composant d'étude est placé en cage de Faraday afin de s'abstenir de tout phénomène parasite (bruit du secteur à 50 Hz par exemple). Le gain des amplificateurs transimpédance doit aussi être vérifié avant chaque manipulation.

3.1.4 L'application de ces mesures dans le cadre des composants de puissance hyperfréquence

Ces mesures sont utilisées couramment dans le cadre de caractérisation de transistors HEMT en GaN. Cependant, leur gamme temporelle d'étude sera variable. L'intérêt sera donc de coupler ces mesures afin de recouper les zones temporelles à observer. La figure 3.6 présente les gammes temporelles non-seulement des caractérisations de pièges mais aussi celles d'autres types de caractérisation (vieillessement, paramètres [S], IV pulsé). La DLTS et le bruit basse fréquence présentent un domaine d'étude respectivement entre 10ns-10ms et 1 μ s-1s.

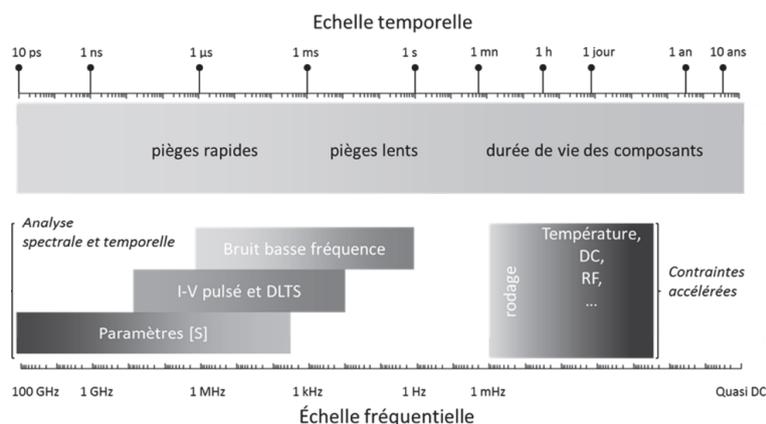


FIGURE 3.6 – Gamme temporelles utilisées dans les différentes caractérisations de composants GaN [141].

L'étude des pièges longs (jusqu'à 1000s) peut aussi être utilisée dans le cadre de la DLTS et la DLOS. Cependant, les tensions et courants atteignables (centaines de mA) sont bien en deçà des valeurs atteintes en fonctionnement opérationnel. En effet, les phénomènes thermiques vont fortement impacter le comportement des pièges si la puissance dissipée est suffisamment forte [98]. Il faudra donc corriger la température de jonction à l'aide de la résistance thermique, qui présente un caractère non-linéaire en fonction du point de repos dans le GaN [147], tout en prenant en compte les phénomènes thermiques dynamiques pour les constantes de temps inférieures à quelques centaines de μ s. Sinon, il sera nécessaire de mettre en place une mesure athermique permettant de mesurer ces constantes de temps dans des plages de courant plus élevées, comme nous le verrons par la suite.

3.2 Méthodes d'extractions des pièges

A partir des transitoires de courant, plusieurs méthodes d'extraction ont été développées dans la littérature afin d'obtenir les constantes de temps et les amplitudes des défauts actifs. Dans cette section, deux de ces méthodes seront présentées, ainsi qu'une technique d'extraction de la signature des pièges utilisant l'algorithme de Prony ainsi que celui de Levenberg-Marquardt.

3.2.1 Base de N exponentielles

Le modèle de transitoire de courant le plus utilisé est un modèle multi-exponentiel. En effet, comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les phénomènes de piégeage-dépiégeage répondent à la statistique de Fermi-Dirac. La forme exponentielle correspond donc en première approximation au comportement temporel des transitoires de courant. Le modèle phénoménologique couramment utilisé est défini comme suit :

$$I(t) = I_{inf} + \sum_{i=1}^n a_i e^{\frac{-t}{\tau_i}} \quad (3.9)$$

Où I_{inf} représente le courant lorsque le transitoire est saturé (pour t très grand), n est le nombre de défauts considérés, a_i est l'amplitude associée au piège de constante de temps τ_i . Selon le signe de a_i , le piège correspondant sera donc un pic ou une vallée (croissance ou décroissance du transitoire). Ces variations sont le signe de capture/émission de porteurs.

La base de fonctions en exponentielles n'étant pas orthogonale, l'utilisation d'un algorithme relativement simple de la transformée de Fourier n'est pas utilisable sur un transitoire de courant. Il faudra donc utiliser des algorithmes de moindres carrés non-linéaires.

Joh et del Alamo ont présenté une technique d'extraction permettant de récupérer rapidement les composantes exponentielles de leurs transitoires [101]. Ils commencent par définir une base fixe de constantes de temps de manière logarithmique : de 1 ms à 1000 s dans leur cas (la limitation aux temps courts provient de leur appareil de mesure). Le nombre de défauts considérés sera égal à la taille de la base de constantes de temps (100 défauts dans leur cas). Le modèle utilisé sera donc une somme de 100 exponentielles dont les amplitudes seront les paramètres à faire varier afin d'ajuster la mesure. Les pics et vallées correspondant à ce spectre d'amplitudes et de constantes de temps permettra par la suite de définir quels sont les pièges extraits.

Les auteurs ont simulé leur méthode avec une fonction type comportant deux exponentielles (figures 3.7 et 3.8) afin d'analyser leurs résultats. Ils ont obtenus les bonnes constantes de temps, avec une erreur de 5 à 11 %.

L'intérêt significatif de cette méthode réside dans la possibilité d'observation de plusieurs phénomènes simultanés. Le spectre de constantes de temps peut présenter plusieurs pics rapprochés voire des pics élargis, synonymes de phénomènes non purement exponentiels. Le spectre obtenu est un bon moyen de synthétiser les caractéristiques importantes extraites de chaque transitoire. Cependant, dans le cas de deux énergies d'activations proches (moins d'une décade), l'extraction peut être délicate. En effet, il est possible qu'un seul pic élargi ne soit rendu. La qualité de l'extraction est directement dépendante de la base de temps utilisée (résolution temporelle de l'extraction).

3.2.2 Calcul de $dId/d\log(t)$

Une méthode d'extraction légèrement différente a été présentée par Ťapajna et Kull [112]. Les transitoires sont tout d'abord ajustés à l'aide d'un polynôme de degré 10,

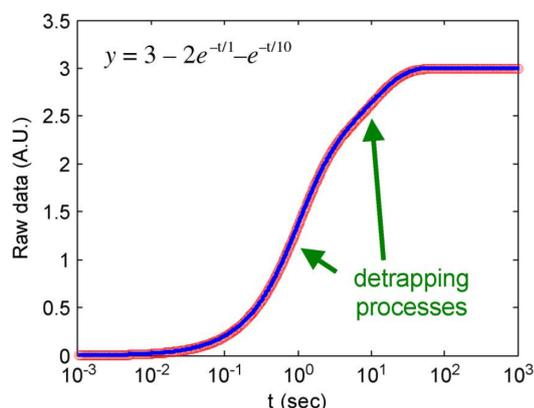


FIGURE 3.7 – Simulation d'un transitoire avec deux exponentielles et courbe ajustée.

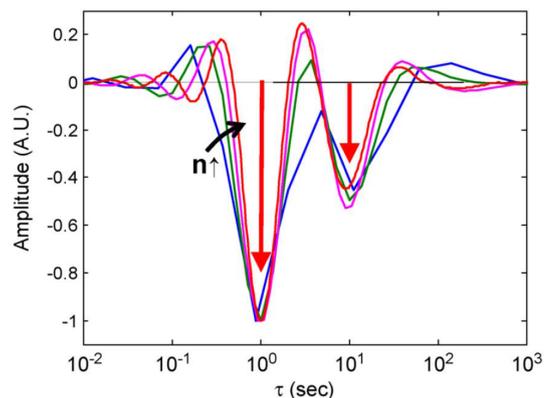


FIGURE 3.8 – Spectre des amplitudes et des constantes de temps en sortie. La variation de taille de la base de constante de temps modifie légèrement les valeurs extraites.

$Id(x) = a_0 + \dots + a_{n-1}x^{n-1}$ avec $x = \log(t)$. Ensuite, la dérivée de ce signal par rapport à x est déconvoluée en utilisant des fonctions gaussiennes. Les auteurs ont présenté un exemple d'extraction sur un transitoire (figure 3.9), le résultat est similaire à la méthode précédente avec un spectre correspondant à $dId(x)/dx$ dépendant de $\log(t)$.

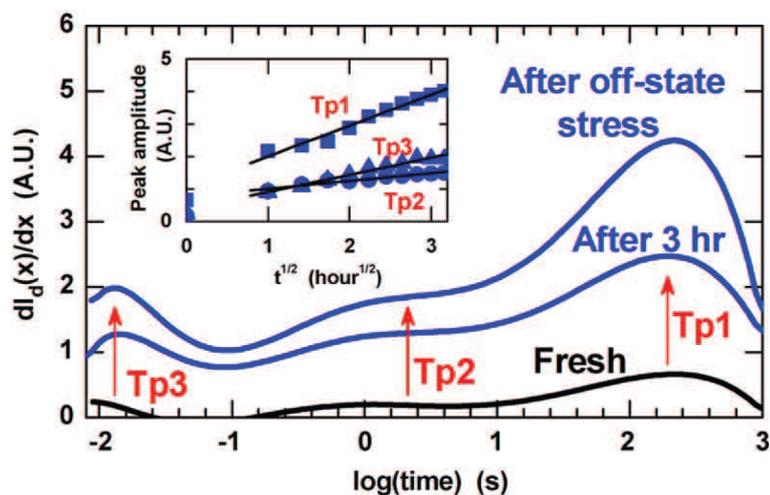


FIGURE 3.9 – Extraction des constantes de temps par la méthode utilisée par Tapajna et Kuball [112], sur un HEMT AlGa_N/Ga_N vieilli.

De la même façon, les pics dans le signal correspondent aux pièges extraits. L'extraction des amplitudes est délicate : il est toujours possible d'observer l'évolution de l'impact d'un

piège en vieillissement mais la signification de cette amplitude est d'autant plus difficile à donner. En effet, celle-ci n'est pas directement donnée à partir d'un modèle multi-exponentiel mais provient d'un traitement de la courbe relativement complexe. De plus, la qualité de l'ajustement polynomial est primordiale. Si le signal modélisé est distordu, la qualité de l'extraction sera fortement amoindrie.

3.2.3 Algorithmes de Prony et Levenberg-Marquardt

Dans le cas où l'on désire extraire avec précision les constantes de temps d'un transitoire, une autre approche du problème est possible. Les spectres tracés avec les méthodes précédentes sont utiles pour la détection des défauts ainsi que leur éventuelle forme non exponentielle (voir la section sur l'écriture du courant de drain en fonction des pièges). Cependant, l'extraction d'un pic sur un spectre est soumise à une imprécision intrinsèque. Si à l'inverse, le nombre de défauts est initialement trouvé, l'ajustement de la mesure avec un modèle exponentiel avec un nombre défini de composantes sera plus précis et plus aisé. Cette dernière méthode fait appel aux algorithmes de Prony et de Levenberg-Marquardt.

L'analyse de Prony a été définie par Gaspard Riche de Prony en 1795. Cette méthode permet de retirer de l'information d'un signal sinusoïde ou exponentiel à partir d'un signal uniformément échantillonné. Cette méthode permet d'extraire la phase, les amplitudes, l'amortissement ainsi que la fréquence d'un signal.

A partir d'un signal $f(t)$ constitué de N échantillons uniformément espacés, la méthode de Prony lui ajuste une fonction donnée par :

$$\hat{f}(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{\sigma_i t} \cos(2\pi f_i t + \Phi_i) \quad (3.10)$$

Il est aussi possible de l'écrire sous forme exponentielle complexe [148] :

$$\hat{f}(t) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} A_i e^{\pm j\Phi_i} e^{\lambda_i t} \quad (3.11)$$

Où $\lambda_i = \sigma_i \pm j\omega_i$ sont les valeurs propres de notre système, σ_i sont les coefficients d'amortissement, Φ_i les composantes de phase, f_i les paramètres de fréquence et A_i l'amplitude des composantes de la série.

Cependant, cet algorithme nécessite des améliorations pour traiter son inaptitude à traiter des signaux bruités : Osborne et Smyth l'ont modifié en 1995 [148] afin d'extraire les paramètres de signaux comportant des sommes d'exponentielles. Les auteurs ont amélioré la convergence de la méthode pour des signaux transitoires, ainsi que sa résistance au bruit. De plus, l'algorithme est rendu quasi-indépendant des paramètres initiaux.

Cette analyse est l'équivalent de l'estimateur du maximum de vraisemblance pour un bruit Gaussien. Elle a été généralisée de façon à permettre d'estimer les paramètres d'une fonction satisfaisant une équation différentielle linéaire et homogène, ce qui est particulièrement adapté à notre cas d'étude (somme d'exponentielles, en considérant le modèle multi-exponentiel).

Cet algorithme modifié permet donc d'estimer pour un nombre d'exponentielles $M+1$ fixé, la fonction μ solution de l'équation différentielle à coefficients constants :

$$\sum_{k=1}^{M+1} \xi_k D^{k-1} \mu = 0 \quad (3.12)$$

Où D est l'opérateur différentiel. Le signal observé étant donné par $C_i = \mu(t_i) + \varepsilon_i$.

La solution de l'équation 3.12 comporte donc des fonctions exponentielles complexes, des sinusoides amorties (ou non) ainsi que des exponentielles réelles, selon les racines du polynôme de coefficients ξ_k .

L'algorithme de Prony modifié permet ainsi d'obtenir spécifiquement l'estimation des paramètres d'un modèle donné par :

$$\mu(t) = \sum_{i=1}^M A_i e^{\frac{-t}{\tau_i}} \quad (3.13)$$

Avec les coefficients A_i et τ_i considérés réels, les constantes de temps sont considérées positives.

Dans notre cas, le bruit provenant de la mesure ne permet pas toujours d'obtenir un bon ajustement à chaque fois. Une deuxième étape sera donc nécessaire : l'ajustement par l'algorithme de moindres carrés non linéaires de Levenberg-Marquardt. De la même manière que les autres algorithmes de minimisation, l'utilisateur doit renseigner une valeur initiale pour le vecteur de paramètres β , la convergence de l'algorithme étant dépendante de sa qualité (sa valeur doit être proche de celle du vecteur de paramètres optimaux). La fonction finale obtenue (soit le transitoire extrait) sera donc $g(x_i, \beta_{opt})$ avec x_i l'abscisse (le temps dans notre cas) et β_{opt} le vecteur de paramètres optimal permettant d'ajuster notre signal $f(x_i)$.

Le principe cet algorithme itératif consiste à minimiser :

$$S_i = \sum_{i=1}^M |f_i - g_i|^2 \quad (3.14)$$

Avec f la mesure et g la fonction modèle. A chaque itération, le vecteur de paramètres β est remplacé par un nouvel estimateur $\beta + \delta$. Pour déterminer δ , les fonctions $g(x_i, \beta + \delta)$ sont estimées à partir de :

$$g(x_i, \beta + \delta) \approx g(x_i, \beta) + J_i \delta \quad (3.15)$$

Avec J_i le gradient de g par rapport à β :

$$J_i = \frac{\partial g(x_i, \beta)}{\partial \beta} \quad (3.16)$$

Ainsi, au fur et à mesure des itérations, l'algorithme trouvera le vecteur β_{opt} minimisant l'erreur quadratique moyenne entre la mesure et notre modèle. L'algorithme de Levenberg-Marquardt est couramment utilisé lorsqu'il faut ajuster un modèle non linéaire à une courbe donnée.

L'utilisation de la paire d'algorithmes Prony/Levenberg-Marquardt permet donc de s'affranchir de la difficulté de trouver par soi-même des paramètres initiaux de bonne qualité à chaque transitoire : L'algorithme de Prony se charge de trouver ces paramètres tandis que celui de Levenberg-Marquardt affine les valeurs obtenues. Cela nous permet d'avoir une estimation du nombre d'exponentielles présentes dans chaque signal, avec leur extraction de manière précise. L'utilisation de ces deux algorithmes dans le cadre du traitement de transitoires de courant a été présentée par Hanine et. al. [149].

3.2.4 Comparaison entre les différentes méthodes d'extraction

Afin de déterminer quelle méthode d'extraction est la plus utile dans le cadre de nos mesures de transitoires de courant, celles-ci ont été utilisées sur un transitoire simulé avec deux composantes à 1s et 10s : $I_{d_{sim}}(t) = 3 - 2e^{-t} - e^{-\frac{t}{10}}$ (mA). Afin de se rapprocher d'un cas expérimental, un bruit gaussien d'écart type 0.05 mA a été ajouté au signal. La figure 3.10 représente les résultats obtenus. Pour plus de précision, les constantes de temps extraites sont consignées dans le tableau 3.1

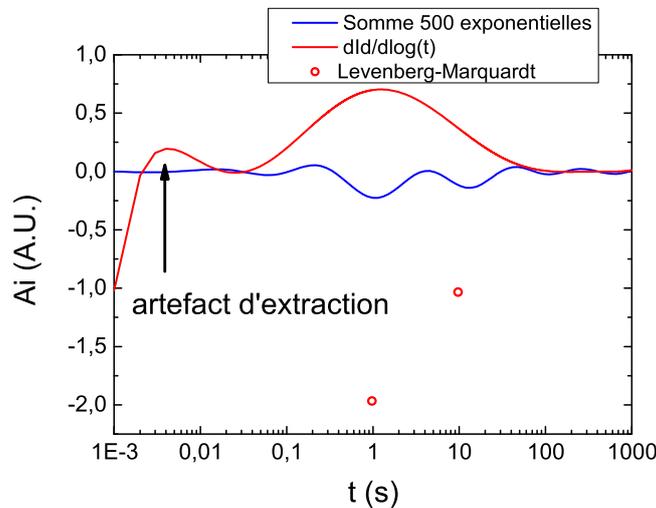


FIGURE 3.10 – Comparaison des techniques des différentes techniques d'extraction sur un transitoire bruité simulé.

La somme de $N=500$ exponentielles permet bien d'extraire les deux défauts, avec une précision située entre 15% et 38%. Le spectre est néanmoins bruité : de nombreuses ondulations sont présentes, ce qui va gêner l'extraction des constantes de temps (présent aussi sur un transitoire non bruité). De plus, les constantes de temps étant fixées au préalable, la précision sur l'extraction sera dépendante de la taille de la base de constantes de temps

Technique d'extraction	$\tau_1, (\tau_{1th} = 1s)$	$\tau_2, (\tau_{2th} = 10s)$
Somme de N=500 exponentielles	1.15s	13.80s
dId/dlog(t)	1.25	/
Levenberg-Marquardt	0.97s	9.68s

TABLE 3.1 – Extraction des constantes de temps avec les différentes techniques d'extraction sur un transitoire simulé et bruité.

utilisée.

L'utilisation de plusieurs exponentielles rapprochées les unes des autres pour former un pic de signal (correspondant à un défaut donné) apportera donc une imprécision sur la valeur à extraire (entre les constantes τ_i, τ_{i-1} et τ_{i+1}). Enfin, les amplitudes associées à chaque exponentielle ne correspondent pas au modèle utilisant seulement le nombre de défauts présents dans le composant. Il faudra donc faire la somme des contributions de chaque exponentielle contenue dans un pic ou creux du spectre.

L'extraction d'une énergie d'activation de manière fiable et précise étant délicate, il convient donc d'être prudent sur les résultats obtenus avec cette méthode. Elle peut être utilisée afin d'obtenir une bonne idée des défauts en présence ainsi que leurs amplitudes mais le modèle devra par la suite être modifié en fonction du nombre de défauts extraits afin de supprimer la contribution des 500- $N_{defauts}$ exponentielles apportant les imprécisions.

La dérivée du courant par rapport au logarithme temporel permet quant à elle de trouver la première constante avec une erreur de 25%, sans réussir à obtenir la deuxième (le pic est très élargi). Le raffinement par déconvolution des gaussiennes permettrait probablement d'améliorer ce résultat. Dans le cas où les deux constantes de temps sont séparées de deux décades temporelles, on retrouve cependant la dissociation des deux composantes.

Enfin, l'algorithme de Levenberg-Marquardt permet d'avoir rapidement une précision intéressante (3% d'erreur) et dissocie bien les deux composantes. Des simulations complémentaires ont cependant montré les limites de l'algorithme : l'écart minimum est d'une demi-décade pour dissocier les deux constantes. Cela reste néanmoins acceptable, les pièges mesurés étant généralement séparés d'une ou plusieurs décades temporelles. Dans la suite de ces travaux, l'extraction des constantes de temps sera donc effectuée via la combinaison des algorithmes de Prony et de Levenberg-Marquardt.

3.3 Écriture de $I_{DS}(t)$ dans un HEMT en fonction des pièges

Les modèles couramment utilisés pour étudier les transitoires de courant dus aux pièges se trouvent soit sous la forme de sommes d'exponentielles ou d'exponentielles étirées (*stretched exponentials*) de la forme :

$$I(t) = I_{inf} + \sum_{i=1}^n a_i e^{-\left(\frac{t}{\tau_i}\right)^\beta} \quad (3.17)$$

Avec β positif et inférieur ou égal à 1. Ce genre d'équation permet de modéliser les transitoires s'écartant d'un comportement exponentiel, dont l'origine peut être due à plusieurs facteurs [150] :

- Les centres de piégeage présentent une distribution de niveaux d'énergie (émission à partir de tous ces niveaux).
- Si l'émission est assistée par un champ électrique, la distribution non-uniforme de celui-ci résultera en une variation spatiale du taux d'émission du piège considéré.

Cependant, ces différents modèles restent empiriques et le sens donné par les amplitudes associées à chaque exponentielle dans le transitoire est encore à définir. Il est fortement probable que celles-ci dépendent de la densité de chaque piège associé.

Afin d'aller plus loin sur l'extraction des constantes de temps des pièges, nous proposons une écriture du courant de drain dans un HEMT, en fonction du temps (capture/émission dues aux pièges).

3.3.1 Écriture du courant en zone ohmique

Nous commençons donc par écrire l'expression théorique du courant de drain en zone ohmique dans un HFET [9] :

$$I_{DSohmique} = \frac{1}{1 + \frac{\mu V_{DS}}{v_{sat} L}} \left(\frac{\mu Z \varepsilon_2}{L d} \left[(V_G - V_{off}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \right) \quad (3.18)$$

Avec μ est la mobilité des porteurs dans le gaz 2D, v_{sat} la vitesse de saturation des électrons dans le canal, V_{DS} la tension drain-source, d est l'épaisseur de la barrière d'AlGaIn, ε_2 sa constante diélectrique, Z la largeur de grille, L est sa longueur, V_G la tension de grille et V_{off} s'apparentant à la tension de pincement donnée par le diagramme de bandes :

$$V_{off} = \Phi_b - \frac{\Delta E_C}{q} - \frac{\sigma_{pz} d}{\varepsilon_2} + \frac{E_{fi}}{q} \quad (3.19)$$

Ici, Φ_b représente la hauteur de barrière de la jonction Schottky de grille, σ_{pz} est la charge surfacique induite par la polarisation spontanée et piezoélectrique à l'hétérointerface, E_{fi} est la différence d'énergie entre la bande de conduction et le niveau de Fermi dans le composant et ΔE_C la différence d'énergie entre les bandes de conduction du GaN et de l'AlGaIn.

Afin de mieux représenter ce calcul, le schéma du diagramme de bandes dans le composant est représenté en figure 3.11, pour une tension de grille nulle.

Idéalement, V_{off} représenterait la tension de pincement du transistor. Cependant, celle-ci étant extrapolée à partir de la pente d'un réseau d'entrée/sortie $I_D(V_G)$, il existe une quantité résiduelle de courant sous le pincement. La valeur réelle de V_{off} sera donc inférieure à la tension de pincement habituellement mesurée (supérieure en valeur absolue).

Cette expression du courant de drain en zone linéaire ne prend pas en compte la présence éventuelle de pièges. L'idée à présent est d'ajouter des pièges dans des endroits différents de la

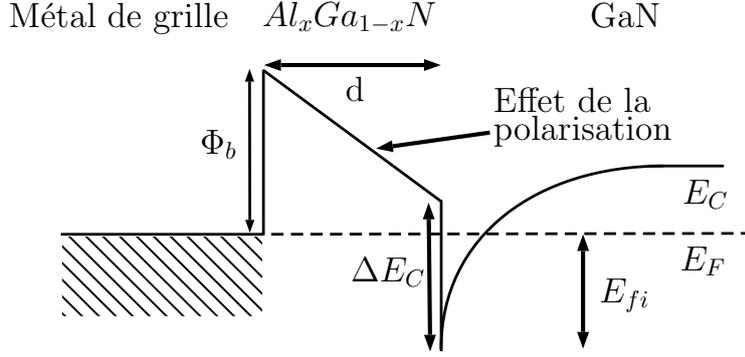


FIGURE 3.11 – Schéma du diagramme de bandes dans le composant pour le calcul de V_{off} , la tension de grille étant nulle.

structure AlGaN/GaN. Le départ du calcul présente un raisonnement similaire à Arehart [151] ainsi que le calcul usuel utilisé pour la DLTS : Les pièges sont introduits dans le modèle sous forme de densités de charges dépendant du temps, intervenant dans la tension de pincement.

Pour la démonstration, nous introduisons deux pièges différents distribués uniformément : Un piège E1 dans la couche de GaN ainsi qu'un autre dans la couche d'AlGaN (E2).

A partir de l'équation de Poisson, nous pouvons écrire la charge résultante à l'hétéro-interface de ces charges piégées :

$$V_{E1}(t) = \frac{-qN_1(t)e}{2\varepsilon_1} \quad (3.20)$$

Avec e l'épaisseur de la couche de GaN sur laquelle nous intégrons l'équation de Poisson, ε_1 sa permittivité et $N_1(t)$ la densité de charge surfacique de pièges ionisés dans le buffer de GaN (supposée uniforme).

De même, pour le piège E2 :

$$V_{E2}(t) = \frac{-qN_2(t)d}{2\varepsilon_2} \quad (3.21)$$

Avec $N_2(t)$ la densité de charge surfacique de pièges ionisés dans la couche d'AlGaN, d son épaisseur et ε_2 sa permittivité.

La dépendance temporelle de ces potentiels sera donc intégrée au sein des expressions de densités de charges ionisées pour les deux pièges. Afin de simplifier l'étude, le comportement des pièges insérés dans le modèle sera exponentiel. Il est cependant possible, si besoin, d'incorporer un continuum de niveaux présentant un comportement en exponentielle étirée tel qu'en équation 3.17.

Nous obtenons donc :

– Capture de charge :

$$N_{T1,2}(t) = N_{1,2}e^{-\frac{t}{\tau_{1,2}}} \quad (3.22)$$

En émettant l'hypothèse que les pièges sont totalement vides à t_0 .

– Émission des charges piégées :

$$N_{T1,2}(t) = N_{1,2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{1,2}}} \right) \quad (3.23)$$

En considérant tous les pièges remplis à t_0 .

Selon les évolutions de polarisation au sein du composant, l'émission ou la capture de charges aura lieu. En considérant que ces pièges impacteront la tension de pincement, ces expressions sont ensuite injectées dans l'expression de V_{off} . Par exemple, si les deux pièges émettent leurs charges précédemment piégées (en utilisant les équations 3.20 et 3.21) :

$$V_{off}(t) = \phi_b - \frac{\Delta Ec}{q} - \frac{\sigma_{pz}d}{\varepsilon_2} + \frac{E_{fi}}{q} - \frac{qN_1e}{2\varepsilon_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) - \frac{qN_2d}{2\varepsilon_2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \quad (3.24)$$

Où d'une manière plus simple :

$$V_{off}(t) = V_{off,statique} - \frac{qN_1e}{2\varepsilon_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) - \frac{qN_2d}{2\varepsilon_2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \quad (3.25)$$

Où le potentiel $V_{off,statique}$ représente l'expression ne dépendant pas du temps.

En reprenant l'expression 3.18, il est possible de remplacer $V_G - V_{off}$ par $V_{Geff} - V_{piege}(t)$, V_{Geff} étant la partie indépendante du temps, englobant la différence entre la tension de grille et $V_{off,statique}$ ($V_G - V_{off,statique} = V_{Geff}$).

En regroupant les différents termes, l'expression de $I_D(t)$ dépendant des pièges, en zone ohmique vient naturellement :

$$I_{DS}(t) = \alpha - \beta V_{piege}(t) = \alpha - \beta \left(\frac{qN_1e}{2\varepsilon_1} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + \frac{qN_2d}{2\varepsilon_2} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \right) \quad (3.26)$$

Avec :

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{\mu V_{DS}}{v_{sat}L}} \left[\frac{\mu Z \varepsilon_2 V_{DS} V_{Geff}}{Ld} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (3.27)$$

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{\mu V_{DS}}{v_{sat}L}} \cdot \frac{\mu Z \varepsilon_2 V_{DS}}{Ld} \quad (3.28)$$

L'expression résultante, bien que relativement complexe, présente bien une somme d'exponentielles dont les amplitudes sont liées à la physique ainsi qu'aux densités de pièges. Ce modèle permet d'extraire plus d'information à partir d'un transitoire de courant que les habituels modèles empiriques.

Les constantes du modèle α (pour un temps infini), $\beta \frac{qN_1e}{2\varepsilon_1}$ et $\beta \frac{qN_2d}{2\varepsilon_2}$ seront donc des valeurs dépendant de V_{GS} et V_{DS} pour α et seulement de V_{DS} pour les deux suivantes.

Un transitoire de courant en zone ohmique a été simulé avec notre modèle, en injectant trois pièges : deux défauts en émission et le troisième en capture (figure 3.12). Ce signal est superposé avec son extraction en utilisant une somme de 3 exponentielles. L'allure du transitoire simulé reprends bien la même allure que nos mesures par A-DCTS.

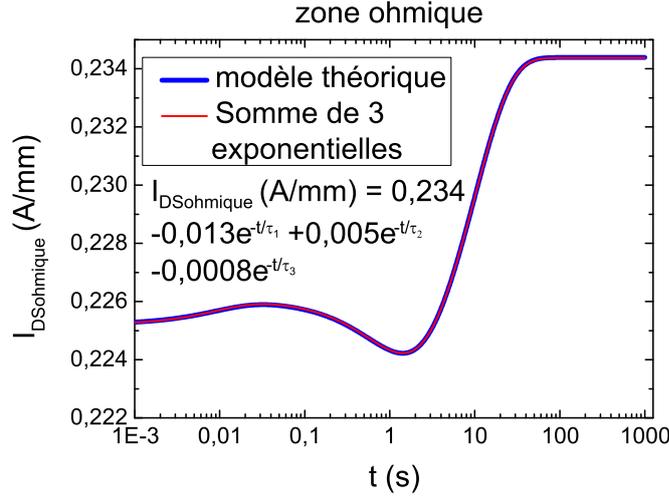


FIGURE 3.12 – Simulation d'un transitoire avec notre modèle en zone ohmique ainsi qu'une extraction à l'aide d'une somme de 3 exponentielles.

3.3.2 Écriture du courant en zone saturée

De la même manière qu'en zone ohmique, le courant de drain peut être écrit en zone saturée à partir des équations données pour un HFET [9] :

$$I_{DS,sat} = \frac{2\mu Z\varepsilon_2}{Ld} \frac{V_{Geff}^2}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\mu V_{Geff}}{v_{sat}L}}\right)^2} \quad (3.29)$$

Avec $V_{Geff} = V_G - V_{off}$.

Cette expression est substantiellement plus complexe que l'expression du courant en zone linéaire. En suivant le même raisonnement, nous injectons la dépendance temporelle due aux pièges dans l'expression de V_{Geff} .

Nous obtenons ainsi l'expression du courant de saturation en fonction des pièges :

$$I_{DS,sat} = \frac{2\mu Z\varepsilon_2}{Ld} \frac{(V_{Geff} - V_{pieges}(t))^2}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\mu(V_{Geff} - V_{pieges}(t))}{v_{sat}L}}\right)^2} \quad (3.30)$$

Malgré sa forme différente, ce modèle peut s'apparenter à une somme d'exponentielles. En effet, la dimension en V_{Geff} de la fraction considérée est bien égale à 1 en faisant un développement limité. Cette fois-ci cependant, les amplitudes sont bien liées à la physique et permettent de retrouver la concentration des pièges.

Un transitoire de courant a été simulé avec les mêmes défauts qu'en figure 3.12. Nous retrouvons le même comportement, le modèle à 3 exponentielles étant suffisant pour obtenir les constantes de temps. Cependant, les amplitudes associées peuvent être mises en relation avec la densité surfacique de pièges dans le composant (de l'ordre de $10^{10}cm^{-2}$ dans notre modèle).

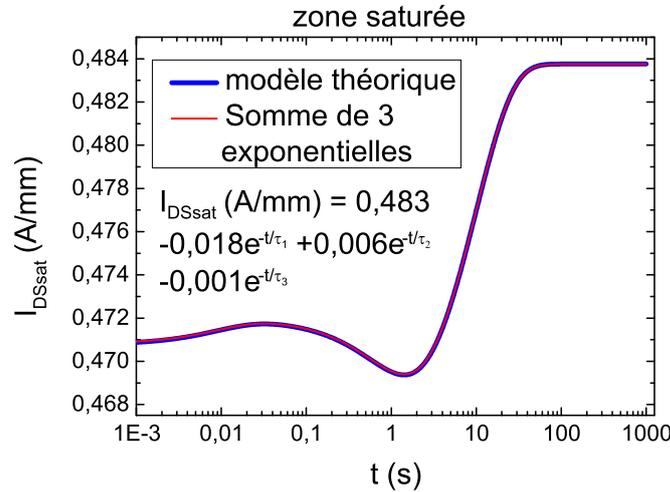


FIGURE 3.13 – Simulation d'un transitoire avec notre modèle en zone saturée ainsi qu'une extraction à l'aide d'une somme de 3 exponentielles.

Enfin, les mesures de pièges étant effectuées à différentes températures, il est important de prendre en compte les effets thermiques dans les valeurs des constantes utilisées pour le calcul du courant théorique passant dans le transistor.

Ces deux équations permettent donc d'extraire les densités de pièges à partir d'un transitoire de courant, en plus des constantes de temps. Bien évidemment, cette extraction est tributaire des hypothèses effectuées sur les pièges extraits : localisation et distribution dans la couche de matériau considérée. Dans le cas de pièges bien connus, dont la localisation n'est pas sujette à discussion (dopants fer, etc...), ce modèle pourra se coupler avec l'A-DCTS afin d'offrir les mêmes informations qu'en DLTS (énergie d'activation, section de capture et densité).

3.4 Simulation d'un transitoire de courant

Les effets thermiques vont fortement limiter en tension/courant la zone d'étude des transitoires. Pour quantifier l'autoéchauffement ainsi que sa dynamique pendant ce type de mesure, la source de courant électrothermique du composant d'étude a été modélisée. Le comportement des pièges avec la température a lui-aussi été ajouté en entrée de la source de courant. Ce modèle nous permettra par la suite de simuler les élévations de température pendant un transitoire DC ou pulsé.

3.4.1 Modèle simplifié de la source de courant du GH50

La source de courant du GH50 a été modélisée selon un modèle en tangente hyperbolique (figure 3.14). La commande est gérée par une boucle de courant faisant intervenir la diode et la transconductance, à partir de la tension de grille interne V_{GSint} . Cette tension de grille sera explicitée par la suite (effet des pièges). La donnée temporelle interviendra dans l'expression de $V_{GSint}(t)$ par les effets de piégeage ainsi qu'à l'intérieur de $gm(T_j)$ indirectement, comme nous le verrons lors de la modélisation thermique (cinétique thermique).

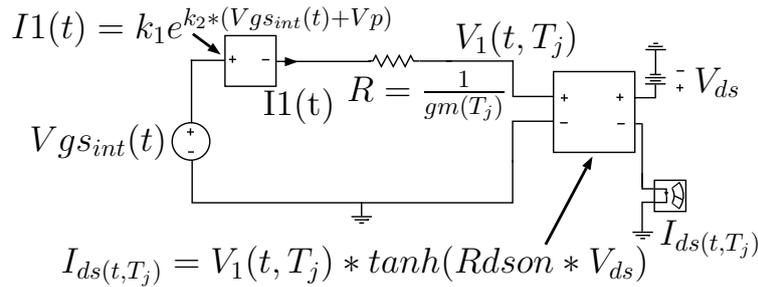


FIGURE 3.14 – Schéma de la source de courant simulée, sans effets thermiques.

Le courant de drain s'écrit donc comme suit :

$$I_{DS}(T_j) = V_1(t, T_j) \cdot \tanh(R_{DSon} V_{ds}) \quad (3.31)$$

La valeur de $V_1(t, T_j)$ est dépendante de la boucle de courant, incluant la diode décrite par :

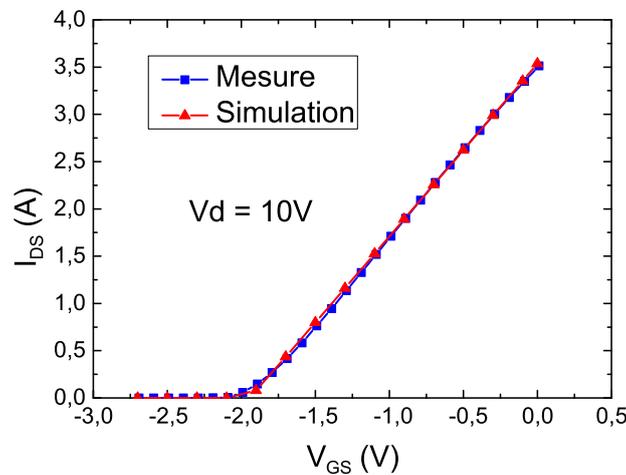
$$I_1(t) = k_1 \exp[k_2 (V_{GSint}(t) + V_p)] \quad (3.32)$$

Les éléments k_1 et k_2 étant ajoutés afin d'affiner le modèle aux faibles courants de drain et n'ont pas de signification physique particulière. L'ensemble de paramètres à ajuster k_1 , k_2 , V_p et R_{DSon} a été adapté pour une température fixe à 25°C, à partir de mesures DC effectuées sur les composants (tableau 3.2).

k_1 (sans unité)	10^{-4}
k_2 (sans unité)	255.245
V_p (V)	1.97
R_{DSon} (Ohms)	0.4

TABLE 3.2 – Paramètres statiques ajustés de la source de courant du GH50.

Les paramètres statiques étant ajustés, la corrélation entre le modèle et la mesure est vérifiée à partir d'un réseau entrée/sortie à une tension de drain de 10V (figure 3.15).

FIGURE 3.15 – Modélisation de la source de courant : exemple de réseau entrée/sortie pour $V_{DS} = 10V$.

Les effets thermiques ont ensuite été ajoutés au modèle en faisant varier la transconductance de la source de courant. Un transitoire de courant a été mesuré pour une forte puissance dissipée ($P_{DISS}=35W$), pour $V_{GS}=0V$ et $V_{DS} = 10V$, pendant une durée de 200 μs . Cette mesure est effectuée à partir du point de fonctionnement $(V_{GS}, V_{DS}) = (-3V, 10V)$ afin de limiter les effets des pièges (on limite le *drain-lag*, prédominant selon les mesures du chapitre précédent). Les effets des pièges sont bien évidemment toujours présents au sein du transitoire, la décorrélation des deux effets étant difficile.

L'ordre de grandeur temporel du transitoire correspond aux échanges thermiques entre la puce et son boîtier [152]. Une somme de deux exponentielles a été utilisée afin de modéliser ces effets (tableau 3.3).

Des mesures de courant de saturation (I_{DSS} à $V_{DS} = 10V$) à différentes températures ont ensuite été menées afin d'obtenir la loi de variation de gm avec la température (figure 3.16). Cette loi affine est donc définie par :

$$gm(T_j) = -0.006T_j + 1.991 \quad (3.33)$$

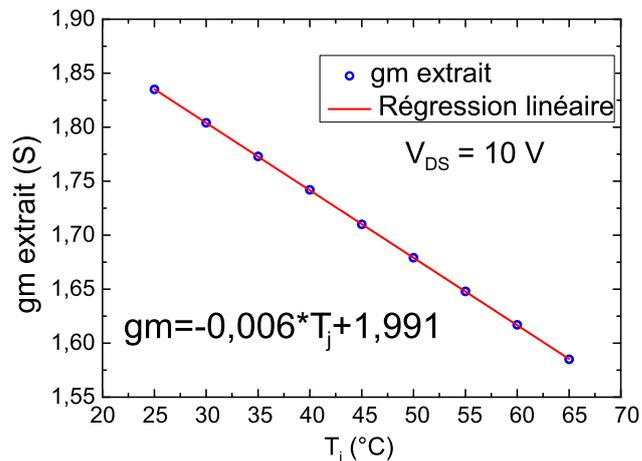


FIGURE 3.16 – Extraction du comportement de la transconductance en fonction de la température.

A_1	5.73
τ_1 (μs)	113.57
A_2	0.97
τ_2 (μs)	54.38

TABLE 3.3 – Paramètres thermiques utilisés dans la loi d'Ohm thermique.

L'ensemble de ces données est compilé dans une loi d'Ohm thermique (figure 3.17). La température de jonction sera donc donnée par :

$$T_j = R_{TH1}P_{DISS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th1}}}\right) + R_{TH2}P_{DISS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th2}}}\right) + T_C \quad (3.34)$$

La puissance dissipée dans le transistor est donc calculée au sein du modèle, pour être ensuite transcrite en source de courant dans le circuit de modélisation thermique. Ce courant va traverser un réseau de cellules RC représentant les sommes d'exponentielles nécessaires à la modélisation des jonctions thermiques du composant. La température de boîtier est représentée par une tension en aval du circuit. En amont, la température de jonction $V_1 = T_j$ est extraite et permet de calculer la transconductance équivalente au T_j obtenu.

Enfin, les phénomènes dus aux pièges sont ajoutés en amont de la source de courant (figure 3.18). Les variations de tension de grille sont prises en compte pour induire un effet mémoire.

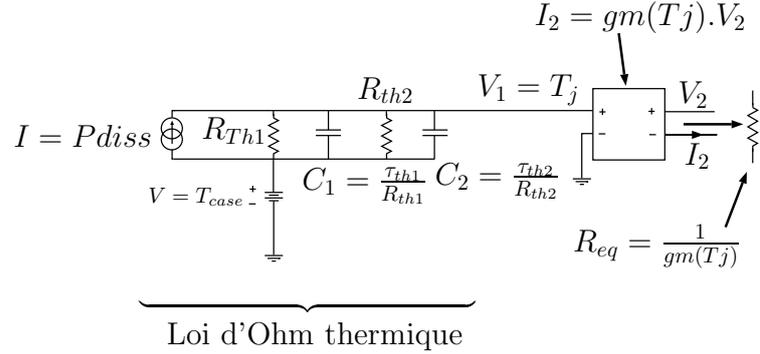


FIGURE 3.17 – Loi d'Ohm thermique simulant la température de jonction

Le modèle de base utilisé a été proposé par Jardel et ses collaborateurs [153]. La tension de grille passe dans une cellule RC représentant le remplissage/vidage d'un piège, deux diodes étant placées afin de faire varier la constante de temps correspondant au piégeage/dépiégeage. La tension résultante est donc corrigée par rapport à la tension de grille initiale afin d'obtenir le bon niveau, avant d'entrer dans la source de courant électrothermique.

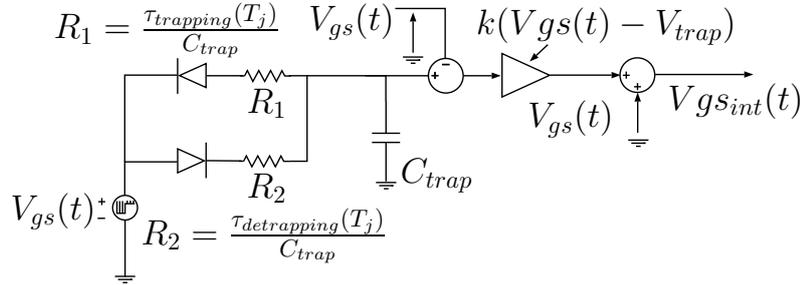


FIGURE 3.18 – Simulation des effets des pièges, en incluant le comportement des pièges en température (Arrhénus).

Cependant, nous nous intéressons ici à la dépendance thermique des pièges, afin d'extraitre leur constante de temps. Les valeurs des résistances du modèle de pièges sont donc dépendantes de la température de jonction calculée au sein du modèle et sont données par :

$$R_1 = \frac{\tau_{trapping}(T_j)}{C_{trap}} \quad (3.35)$$

$$R_2 = \frac{\tau_{detrapping}(T_j)}{C_{trap}} \quad (3.36)$$

La dépendance de $\tau_{trapping}$ et $\tau_{detrapping}$ est donnée par la loi d'Arrhénus, avec une énergie d'activation et une section de capture données. Il est néanmoins possible de fournir une autre

équation régissant le comportement thermique du piège considéré si besoin, si celui-ci ne répond pas à ce comportement précis ou si l'on observe la jonction entre deux phénomènes de piégeage à partir d'une température donnée [112].

3.4.2 Simulation d'un transitoire de courant prenant en compte les effets thermiques

A partir de ce modèle, la simulation d'un transitoire de courant permet d'obtenir le comportement thermique du composant lors de mesures usuelles [101]. Deux méthodes différentes ont été simulées : Le pulse de piégeage de charges avec $V_{GS} = 0V$ et $V_{DS} = 10V$ ainsi que le pulse de mesure de piégeage en *ON-state* à $V_{GS} = 1V$ et $V_{DS} = 6V$. Les résultats montrent une élévation de température entre 15 et 27°C pour notre composant. La gestion de la puissance dissipée sera donc bien évidemment primordiale pour effectuer une mesure à la bonne température.

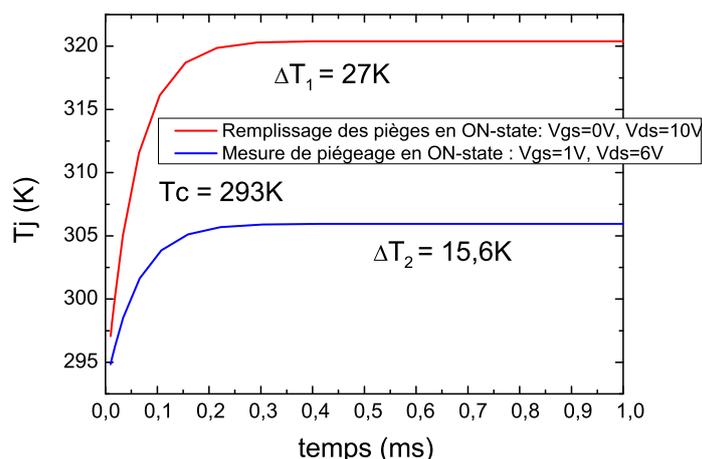


FIGURE 3.19 – Simulation de l'autoéchauffement par notre modèle électrothermique du transistor en utilisant plusieurs des protocoles donnés par Joh [101].

Chini et ses collaborateurs ont proposé une correction de la valeur de température de jonction dans le transitoire à l'aide de la résistance thermique [154]. Cette méthode s'est montrée efficace puisqu'au bout d'environ 200 μs , le transistor se trouve dans son état thermique déterminé. C'est aussi ce qui est montré lors de notre simulation de transitoire. Cependant, l'extraction fine de la résistance thermique peut se trouver délicate puisque celle-ci varie de façon non-linéaire avec la température [155]. En effet, la conductivité thermique du GaN diminue lorsque la température augmente, accroissant ainsi la résistance thermique. Cet effet non-linéaire apportera donc une imprécision sur la valeur de la température de jonction. De plus, la présence potentielle de points chauds n'est pas visible par une mesure électrique de

résistance thermique.

Pour remédier à ce problème et afin d'avoir la possibilité d'effectuer des mesures de transitoires dans des zones présentant de forts courants (plus proches de l'application), la nécessité de développer une mesure de piège athermique s'est présentée.

3.4.3 Le principe de la mesure de piège athermique : A-DCTS

Afin d'éviter au maximum les phénomènes d'auto-échauffement, la mesure par A-DCTS (*Athermal Direct Current Transient Spectroscopy*) est effectuée selon le même principe qu'une mesure IV pulsé (figure 3.20). La polarisation de drain du transistor est fixée à V_{ds0} . Sa valeur permettra de sonder les pièges de surface (zone ohmique) ou plus profonds (zone saturée). La localisation des pièges est néanmoins soumise à caution, l'interaction des pièges de surface en zone saturée étant une possibilité à ne pas ignorer. De même, les pièges profonds sont susceptibles d'être excités en zone ohmique.

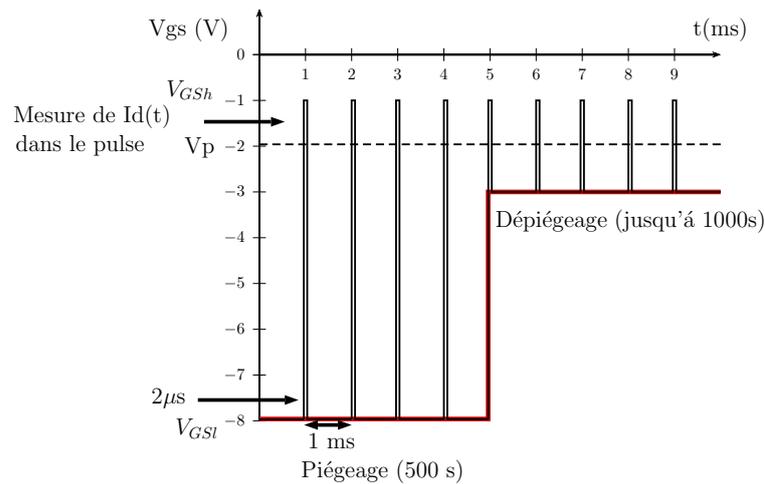


FIGURE 3.20 – Principe de la mesure de pièges par A-DCTS

La polarisation de grille est pulsée d'une manière particulière : Le composant passe d'un état fortement pincé à un état moins pincé (-8V et -3V dans notre cas). A ce signal, sera superposé des impulsions courtes ($2 \mu\text{s}$) de rapport cyclique 0.2% de manière à mesurer le courant de drain à un état passant sans auto-échauffement parasite. Cette valeur de tension V_{GSh} est fixée selon la localisation des pièges à extraire : Si la tension de grille est proche du pincement (-1.9 V par exemple), la déplétion au sein du composant fera intervenir les pièges proches de l'interface AlGaN/GaN (figure 3.21). Si celle-ci est plus éloignée du pincement (-1 V ou 0V dans le cas d'un canal ouvert), les pièges de surface auront plus de facilité à réagir (figure 3.22).

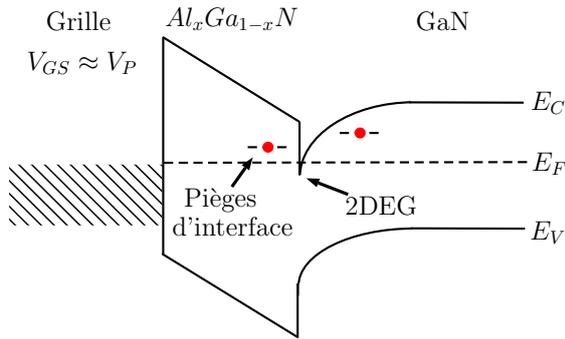


FIGURE 3.21 – Diagramme de bandes du composant pour $V_{GS} = -1.9V$ et $V_{DS} = 10V$.

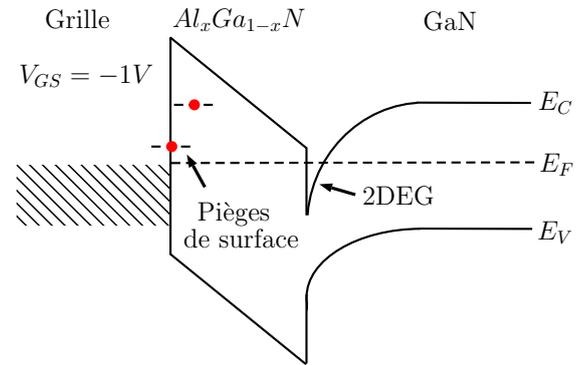


FIGURE 3.22 – Diagramme de bandes du composant pour $V_{GS} = -1V$ et $V_{DS} = 10V$.

Le signal résultant présente l'effet mémoire à long terme ($\tau > 1ms$) du passage entre deux états d'équilibre : Le composant est d'abord alimenté avec $V_{GSl} = -8V$ et un V_{GSh} donné (figure 3.20). L'équilibre est ensuite attendu (le temps nécessaire mesuré est de l'ordre de 500s pour notre composant d'étude, soit plus de 8 minutes), lorsque la dérivée du transitoire est nulle. Ensuite, le niveau bas des impulsions est modifié à $V_{GSl} = -3V$. Le transitoire de courant résultant du passage entre les deux états d'équilibre est mesuré à l'aide d'une fonction échantillonneur-bloqueur afin d'obtenir seulement le courant à l'état passant (figure 3.23). La différence d'état bas va libérer ou capturer des charges, permettant d'extraire les constantes de temps associées.

L'ordre de grandeur des constantes de temps mesurées se situe entre quelques ms à 1000s soit environ 15 minutes (fenêtre temporelle que l'on considère, avec un échantillonnage d'un point par milliseconde). La comparaison des constantes de temps mesurées avec d'autres mesures va s'avérer intéressante (figure 3.24) : les techniques usuelles sont utiles pour les mesures aux temps courts (à partir de quelques ns/ μs jusqu'à la seconde) et les recouvrements dans la gamme de la ms à la seconde permettront de comparer ces différentes techniques. Enfin, l'A-DCTS est complémentaire aux autres techniques dans le fait que les constantes de temps supérieures à la seconde sont accessibles. La limitation des constantes de temps mesurables provient de la taille des fichiers de mesure (donné par l'échantillonnage).

Pour terminer, l'intérêt de cette mesure réside dans la possibilité de mesurer les pièges dans des zones où une forte puissance serait naturellement dissipée. Ces zones étant plus proches du domaine de fonctionnement du transistor, permettent la caractérisation des pièges activés en conditions opérationnelles.

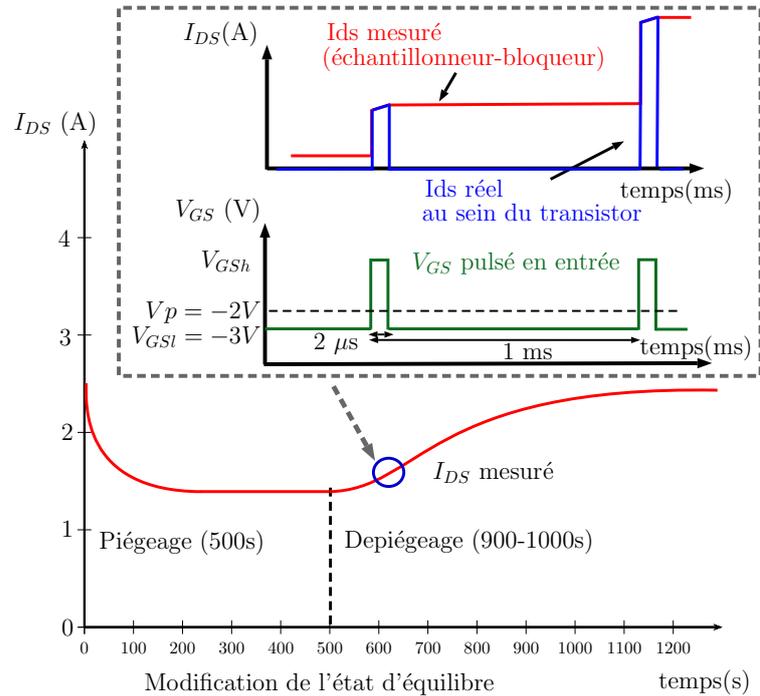


FIGURE 3.23 – Extraction d'un transitoire en mode pulsé à l'aide d'une fonction échantillonneur-bloqueur.

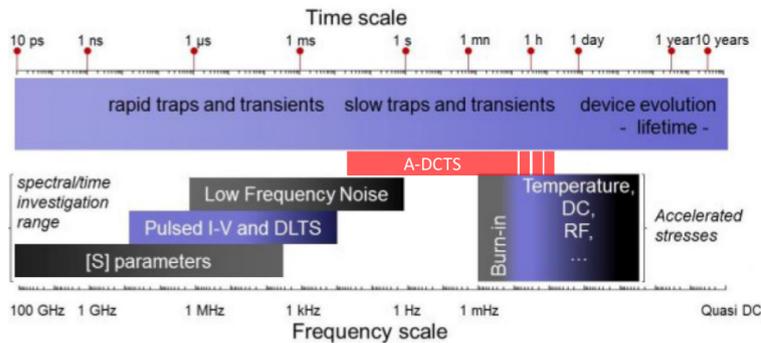


FIGURE 3.24 – Gamme temporelles utilisées dans les différentes caractérisations de composants GaN [141], en ajoutant la technique A-DCTS.

3.4.4 Simulation de transitoires de courant en mode pulsé : A-DCTS

Un ensemble de transitoires par A-DCTS a été simulé avec notre modèle simplifié de composant. Ceci nous permet d'assurer la bonne extraction des constantes de temps de pièges en mode pulsé ainsi que d'en connaître les limites (τ minimal mesurable théoriquement). Enfin, cela nous permet de visualiser l'élévation de température simulée au sein du transistor.

Un piège doté d'une énergie d'activation de 0.58 eV a été incorporé à notre modèle présenté précédemment. Cette grandeur a été fixée arbitrairement afin de se trouver dans l'ordre de grandeur des énergies d'activations mesurables dans le GaN. Les constantes de temps calculées seront donc dépendantes de la température de jonction selon la loi d'Arrhénius. Les ordres de grandeur des constantes de temps de piégeage et dépiégeage sont ajustés à des valeurs que nous avons couramment mesurées (de quelques ms à 1000s). La tension de drain est fixée à $V_{DS} = 10V$ et le signal de grille est simulé en entrée du modèle. Un exemple de transitoire à $T_C = 80^\circ C$ est présenté en figure 3.25 pour une tension de grille haute $V_{GSh} = -1V$. Seule l'enveloppe du signal de drain est récupérée afin de simuler l'effet de l'échantillonneur-bloqueur.

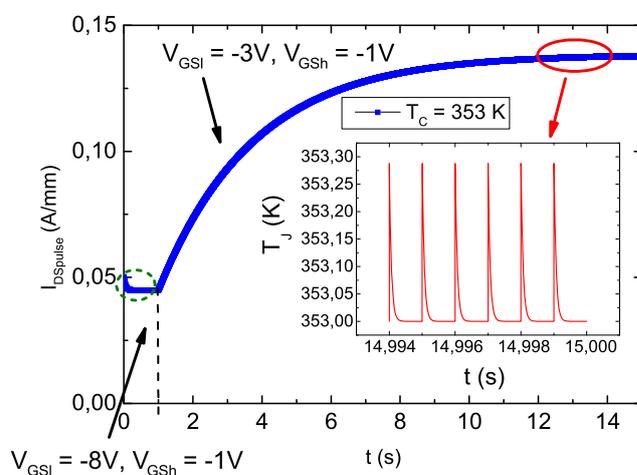


FIGURE 3.25 – Transitoire A-DCTS simulé à $T_C = 80^\circ C$. La température de jonction simulée est visible en insert.

Le premier équilibre est atteint en environ une seconde ($V_{GSI} = -8V$, $V_{DS} = 10V$). Le niveau bas est ensuite modifié afin de pousser le transistor vers le deuxième état d'équilibre, qui est atteint au bout d'environ 15 secondes. L'élévation simulée de la température de jonction dans chaque pulse permet de valider le caractère athermique de la mesure : Sa variation étant de l'ordre de $0.3^\circ C$. Le rapport cyclique que nous avons choisi permet bien de retrouver la température de semelle au début de chaque pulse.

Différents transitoires à plusieurs températures ont été simulés afin de vérifier la bonne extraction de l'énergie d'activation du piège (figure 3.26). Une très bonne correspondance entre l'entrée et la sortie de la simulation est observée (0.58 ± 1 meV).

La constante de piégeage se retrouve bien dans la première partie du transitoire (avec $V_{GSI} = -8V$, entouré en pointillés en figure 3.25) tandis que la constante de dépiégeage est bien extraite lorsque $V_{GSI} = -3V$. La limite théorique de détection des constantes de temps se trouve vers $\tau = 20$ ms. En effet, en-dessous de cette valeur, le faible nombre de points (un

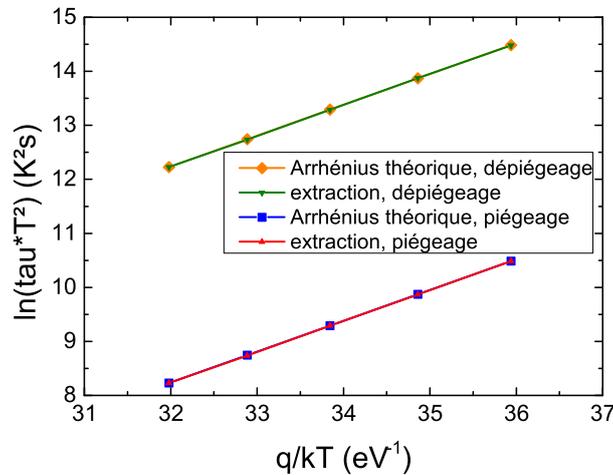


FIGURE 3.26 – Diagrammes d'Arrhénius en entrée et en sortie de la simulation.

point par ms) induit une erreur sur la constante de temps extraite. Cette méthode de mesure est donc destinée préférentiellement à l'étude des phénomènes de piégeage longs ($\tau > 20$ ms).

Le principe de la mesure A-DCTS a donc été simulé avec notre modèle électrothermique du transistor GH50 ayant des pièges suivant une loi de variation thermique de type Arrhénius. Après la simulation à plusieurs températures, l'extraction grâce aux algorithmes de traitement (Prony et Levenberg-Marquardt) permet de retrouver la bonne valeur d'énergie d'activation grâce au montage de mesure complet à base d'échantillonneur-bloqueur. Ceci permet de valider la méthodologie complète de mesure et d'extraction que nous utiliserons sur les transistors GH50. Différents protocoles peuvent donc être mis en place afin de caractériser les transistors en zone ohmique ou saturée, avec un canal quasi-pincé ou complètement ouvert.

3.5 Mesures de pièges sur le GH50

Le banc de mesure A-DCTS a été développé afin d'établir l'état initial des pièges au sein des GH50, selon quatre protocoles différents. Ces caractérisations seront par la suite comparées avec l'analyse des défauts par mesure du bruit basse fréquence en collaboration avec le laboratoire LAAS de Toulouse.

3.5.1 Mise en place du banc de mesure athermique A-DCTS

Les signaux de grille et de drain sont générés à l'aide d'un banc IV pulsé de la société AMCAD Engineering. Le courant passant dans le drain est extrait à l'aide d'une mesure différentielle sur une résistance de shunt de 0.5Ω (figure 3.27). Le signal résultant traverse

ensuite des amplificateurs d'instrumentation ainsi qu'un échantillonneur-bloqueur afin de mettre en forme le signal.

En effet, l'utilisation de ce dernier permet de faciliter la visualisation de l'enveloppe du signal. Le signal de trigger du banc IV pulsé permettant de récupérer seulement le niveau haut de chaque impulsion.

La tension résultante est enfin visualisée à l'aide d'une carte d'acquisition NI-USB 4431. La température est asservie à l'aide d'un module Peltier permettant de mesurer les pièges de 15°C à 100°C. Cette gamme de température se trouve relativement faible par rapport aux autres types de mesures (DLTS, DLOS,...). L'intérêt est ici de pouvoir intégrer cette mesure à un banc de vieillissement de composants en conditions opérationnelles (la température étant fixée à l'aide de ces modules ou à des réchauffeurs dans les bancs du laboratoire).

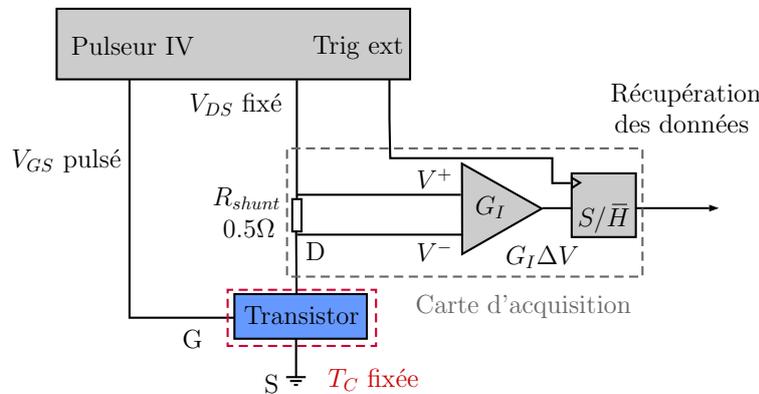


FIGURE 3.27 – Mise en place du banc de mesure de pièges par A-DCTS.

L'ensemble constitué de la résistance de shunt, des amplificateurs d'instrumentation et de l'échantillonneur-bloqueur est placé dans une carte électronique venant dans le prolongement du banc IV pulsé. L'enregistrement des données est géré par un programme National Instruments dédié.

3.5.2 Extraction des pièges via la technique A-DCTS

Deux composants neufs ont été caractérisés par A-DCTS afin d'établir l'état initial des pièges dans le GH50, avec quatre protocoles de mesures. Ceux-ci permettent d'observer le comportement des pièges en zones ohmique et saturée selon différentes ouvertures de canal.

Des exemples de transitoires mesurés par A-DCTS à plusieurs températures sont présentés en figure 3.28. Des pics (augmentations de courants) et des vallées (diminution du signal) sont visibles sur chaque transitoire. Ces évolutions correspondent à l'émission des électrons piégés/capture de trous ou la capture d'électrons/émission de trous. Les sections de capture sont obtenues en traçant $\ln(\tau v_{th} N_C) = f(q/kT)$ et en extrapolant l'ordonnée à l'origine de la droite obtenue. Les valeurs de v_{th} et N_C sont calculées pour chaque température par les

équations 1.34 et 1.35.

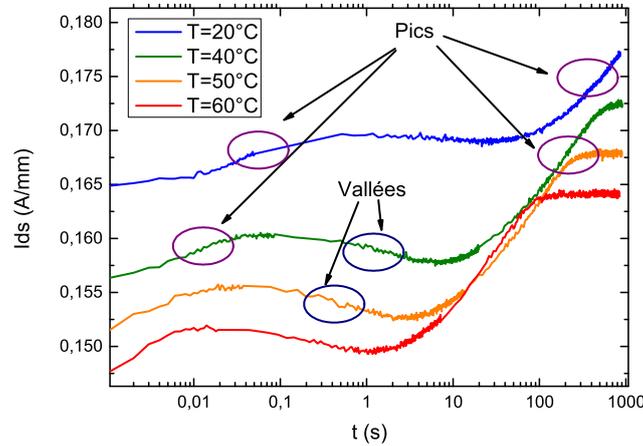


FIGURE 3.28 – Exemple de transitoires mesurés sur un composant neuf par A-DCTS avec $V_{GS_h} = 0\text{V}$ et $V_{DS} = 10\text{V}$.

De manière à s'assurer que le premier état d'équilibre soit bien atteint, quelques transitoires à $V_{GS_l} = -8\text{V}$ sont mesurés (figure 3.29). Ce temps nécessaire va varier selon les protocoles. De plus, les trois pièges visibles en dépiégeage le sont aussi dans ce cas de figure, avec des tendances inversées (deux vallées et un pic, plus ou moins visible selon les températures).

Sur chaque protocole, un ensemble de deux pics et une vallée est visible. Les énergies d'activations correspondantes présenteront bien évidemment des différences suivant les polarisations (fort ou faible V_{GD} , loin ou proche du pincement). Les résultats observés sur les deux composants neufs sont équivalents.

3.5.2.1 Protocole de mesure $V_{GS_h} = 0\text{V}$ et $V_{DS} = 10\text{V}$

Le premier protocole utilisé se situe dans la zone saturée ($V_{DS} = 10\text{V}$), le canal étant complètement ouvert avec $V_{GS_h} = 0\text{V}$. Trois pièges sont extraits (figure 3.30) dont DP1 et DP2 deux pics d'énergies d'activation respectivement de 0.74 eV et 0.65 eV. Une vallée est aussi visible avec une énergie d'activation proche de 0.8 eV (TP1). L'extraction de chaque constante de temps est validée pour chaque température seulement si la précision est suffisante. La disparition ou l'apparition d'une constante de temps sur chaque diagramme d'Arrhénius dans la fenêtre temporelle considérée n'est donc pas systématiquement synonyme d'apparition/disparition de la réaction du défaut. Il s'agit simplement de la zone temporelle

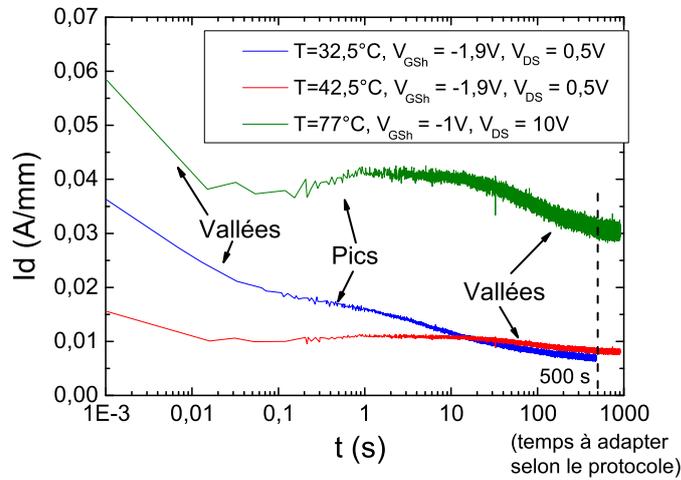


FIGURE 3.29 – Exemple de transitoires de piégeage mesurés sur un composant neuf par A-DCTS selon différentes températures et différents protocoles.

correspondant à une extraction apportant le moins d'erreur possible.

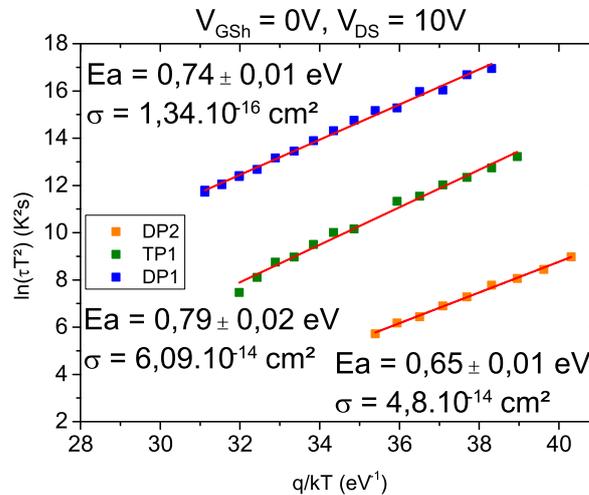


FIGURE 3.30 – Diagramme d'Arrhénius extrait sur un composant neuf par A-DCTS avec $V_{GSh} = 0V$ et $V_{DS} = 10V$

L'énergie d'activation correspondant à DP2 (autour de 0.65 eV) est attribuée dans la littérature à un complexe $V_{Ga} - O_N$ [106] avec une section de capture de $1.8 \cdot 10^{-17} cm^2$ (diodes Schottky AlGa_N/Ga_N sur substrat saphir). Sa fenêtre temporelle se trouve dans les temps inférieurs à 700ms (temps de pulse utilisé pendant la mesure DLTS). Ce type de défaut s'ap-

parente à un complexe formé par une lacune de Gallium avec un atome d'impureté d'oxygène placé sur un site voisin d'azote.

Dans notre cas, la section de capture associée à ce piège est mesurée à $4.8 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$, dans la fenêtre temporelle 2ms-96ms (donc relativement proche de la limite théorique de détection de l'A-DCTS). Les constantes de temps semblent se trouver en accord avec la littérature, à l'inverse de la section de capture extraite. Meneghesso et ses collaborateurs ont observé un piège d'énergie d'activation similaire (0.63 eV) avec une section de capture de $2.3 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$ [156]. Celui-ci serait relié à un défaut dépendant du niveau de dopage de fer dans le buffer de GaN. Cependant, la nature exacte de ce piège ne serait pas reliée aux atomes de fer mais à un défaut natif présent sans dopage Fe. Sa concentration serait néanmoins accrue avec le dopage. Ce type de défaut semble plus proche de DP2 en se basant sur les valeurs de section de capture.

La vallée TP1 présente une section de capture de $6.09 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$ selon notre mesure, dans la gamme temporelle 13ms-6s. L'énergie d'activation de 0.8 eV a été observée à plusieurs reprises sur des échantillons de n-GaN [157] ou des couches minces de GaN sur substrat saphir par exemple [158], avec une section de capture d'environ $1 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$ [159], proche de notre valeur expérimentale.

Fang et. al. ont observé un piège à trous avec $E_T=0.79$ eV ainsi qu'une section de capture de $2.5 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$ [160] dans des photodétecteurs p-i-n en GaN. La valeur de la section de capture est plus éloignée que celle du piège à 0.8 eV. Cependant, la baisse de courant mesurée dans notre transitoire semble coïncider avec ce comportement. De plus, la fenêtre thermique et temporelle d'observation est en accord avec les valeurs de la littérature (quelques centaines de ms à 70°C pour notre mesure et la littérature par exemple).

Enfin, le pic DP1 à 0.74 eV possède une section de capture de $1.34 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$ et se trouve à des temps significativement longs (877ms-250s) entre 15°C et 100°C. Il s'agit du défaut principal mesuré dans nos transitoires pour ce protocole de mesure. Un défaut à la même énergie a été mesuré à plusieurs reprises dans la littérature sur des HEMTs GaN [101, 161] par I-DLTS et DLTS. Le domaine temporel de la constante de temps est du même ordre de grandeur à 100°C par rapport à [101] (quelques centaines de ms par rapport à 877ms dans notre cas). De plus, les diagrammes d'Arrhénius présentent les mêmes ordres de grandeurs dans la gamme de température considérée par notre étude.

3.5.2.2 Protocole de mesure $V_{GSh} = -1 \text{ V}$ et $V_{DS} = 10 \text{ V}$

Le deuxième protocole, avec un canal semi-pincé présente les mêmes caractéristiques que le protocole à canal complètement ouvert (figure 3.31). Les valeurs des énergies d'activation sont cependant légèrement supérieures, provenant d'une légère dispersion provenant des mesures et de l'extraction.

Les sections de capture des pièges DP1 et DP2 sont très similaires aux valeurs précédentes :

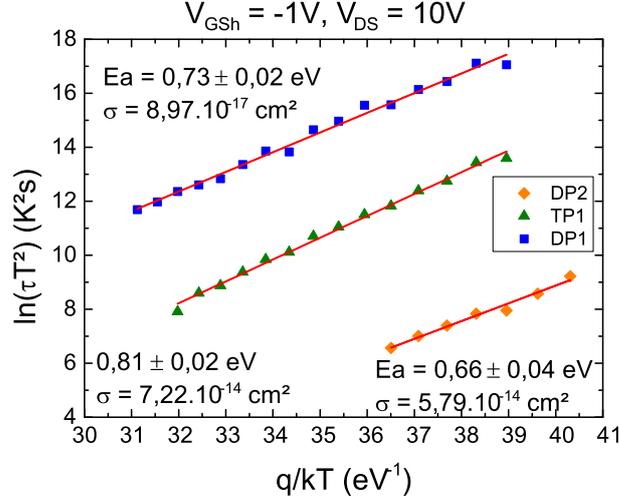


FIGURE 3.31 – Diagramme d'Arrhénius extrait sur un composant neuf par A-DCTS avec $V_{GSh} = -1V$ et $V_{DS} = 10 V$.

Respectivement $8.97 \cdot 10^{-17} \text{cm}^2$ et $5.79 \cdot 10^{-14} \text{cm}^2$. De même, la section de capture extraite pour la vallée TP1 avec ce protocole est de $7.22 \cdot 10^{-14} \text{cm}^2$. La similitude de ces résultats laisse penser que la zone de charge d'espace n'excite pas de pièges différents entre un canal ouvert et semi-ouvert.

3.5.2.3 Protocole de mesure V_{GSh} proche du pincement et $V_{DS} = 10 V$

La tension de pincement des transistors étant susceptible de varier par dispersion technologique, la tension de grille haute utilisée pour ce protocole spécifique est dépendante du niveau de courant mesuré. En effet, les premiers essais présentaient de bons résultats pour une tension $V_{GSh} = -1.9V$ (pour rappel, $V_p \approx -2V$). Cependant certains composants ne présentaient pas assez de courant pour obtenir des transitoires mesurables avec une précision suffisante. Cette tension de grille est donc ajustée afin d'obtenir un courant de l'ordre de 200 mA (équivalent aux premières mesures à $-1.9V$). Cet ajustement de la tension de grille sera aussi effectué lors des mesures en zone ohmique. La différence de tension grille-drain n'en sera que faiblement impactée ($\Delta V_{GD} \approx 0.3V$).

Le protocole de mesure présentant un V_{GSh} proche du pincement, en zone saturée - donc sous fort V_{GD} - présente le même piège DP2 (énergie d'activation et section de capture similaires, à respectivement 0.64 eV et $3.28 \cdot 10^{-14} \text{cm}^2$), visible en figure 3.32, dans la même gamme temporelle que les autres mesures.

La vallée TP1 présente elle aussi des caractéristiques relativement proches par rapport aux autres mesures : $E_a = 0.78 \text{ eV}$ et $\sigma = 3.24 \cdot 10^{-14} \text{cm}^2$ avec des constantes de temps entre 12 ms et 11s. Une différence est apparue à propos des constantes de temps longues : Le piège DP3

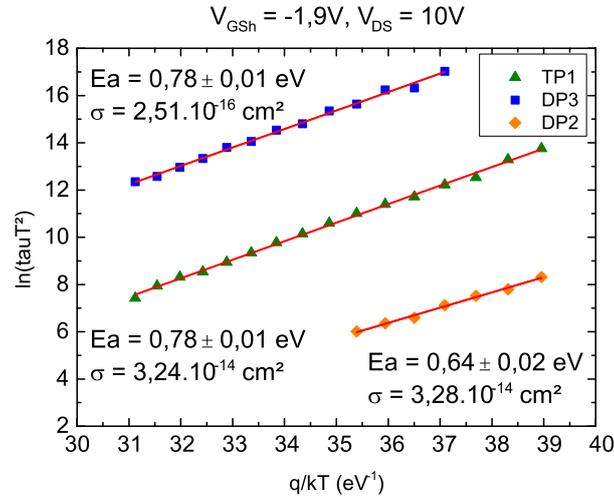


FIGURE 3.32 – Diagramme d'Arrhénius extrait sur un composant neuf par A-DCTS avec $V_{GSh} = -1.9V$ et $V_{DS} = 10 V$.

présente une énergie d'activation de 0.78 eV , avec une section de capture de $2.51 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$, pour les temps longs : $1.67s$ à $253s$. Afin de comparer ces différences avec d'autres mesures, ces résultats sont comparés avec le premier protocole utilisé : à canal complètement ouvert (figure 3.33).

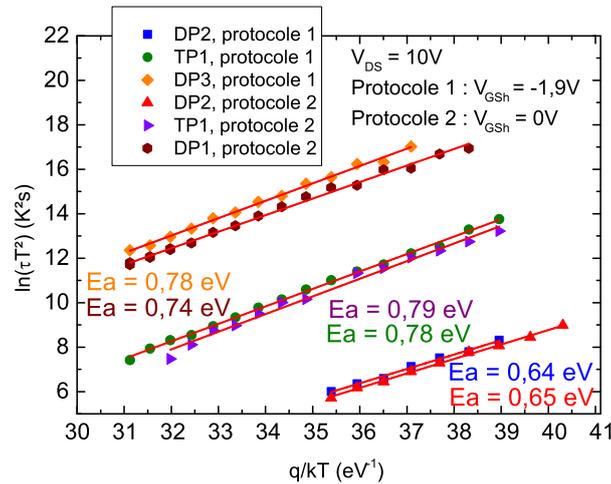


FIGURE 3.33 – Comparaison des résultats selon deux protocoles (canal ouvert et canal quasi-pincé).

Les comportements de DP2 et TP1 se retrouvent dans les trois protocoles de mesures

(le canal semi-pincé donnant les mêmes résultats que le canal ouvert). Bien que les valeurs des constantes de temps soient relativement proches, l'écart est plus franc entre DP1 et DP3 malgré les similitudes de section de capture.

3.5.2.4 Protocole de mesure V_{GSh} proche du pincement et $V_{DS} = 0.5$ V

La mesure est à présent effectuée dans la zone linéaire du composant : $V_{DS} = 0.5$ V. Le piège DP2 est toujours visible avec une section de capture de $2.26 \cdot 10^{-14} \text{cm}^2$ (figure 3.34). Des différences sont cependant notables au sujet de la vallée et du pic restants.

La vallée TP2 présente une énergie d'activation de 0.63 eV avec une section de capture de $6.99 \cdot 10^{-17} \text{cm}^2$. Le dernier pic (au temps longs) est lui, beaucoup plus lent par rapport aux autres transitoires. Les constantes de temps mesurées étant parfois supérieures à 1000s (notre fenêtre temporelle d'étude maximale), la précision de l'extraction n'est pas suffisante. En effet, il est utile d'avoir au moins 3 à $5x\tau$ de signal temporel mesuré afin d'effectuer l'extraction de la constante de temps dans de bonnes conditions. Cela explique le comportement différent de DP4.

Lorsque la température est suffisamment élevée, la précision de l'extraction est cependant accrue et une énergie d'activation de 0.45 eV peut être extraite, avec une section de capture très faible à $6.49 \cdot 10^{-23} \text{cm}^2$. Selon la littérature, cette énergie d'activation est représentative d'impuretés C/O/H en surface [162]. Cependant, les ordres de grandeurs temporels ne correspondent pas : de 200s à 800s entre 70°C et 100°C dans notre cas et de 3s à 12.3s dans la même gamme de température (extraction par la dérivée de $I_d(t)$). Le doute reste donc présent sur la réelle origine de ce piège.

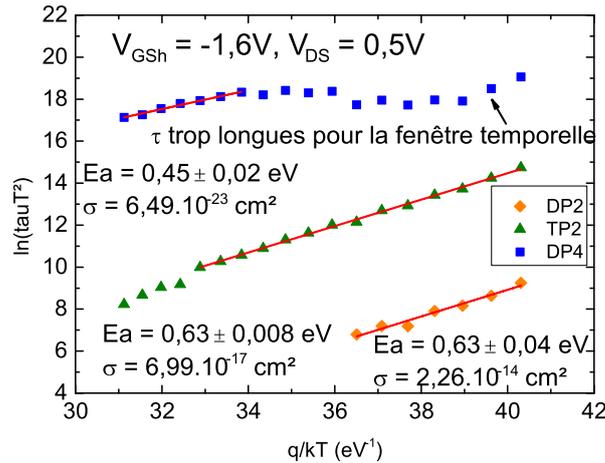


FIGURE 3.34 – Diagramme d'Arrhénius extrait sur un composant neuf par A-DCTS avec $V_{GSh} = -1.6$ V et $V_{DS} = 0.5$ V.

Les différences d'extraction entre les protocoles en zone saturée et en zone ohmique sont résumées en figure 3.35. L'écart de section de capture et de comportement par rapport au courant (vallée et pic) permet de bien dissocier TP2 de DP2, bien qu'ils aient la même énergie d'activation. Un piège correspondant à cette énergie d'activation mais présentant une section de capture plus faible a été présenté par Dyba et ses collaborateurs [163] : $\sigma = 2.9.10^{-16}cm^2$. Les tracés des diagrammes d'Arrhénius ne sont cependant pas en concordance. Jusqu'à présent, aucun piège à 0.63 eV n'aurait été observé pour une section de capture de l'ordre de $.10^{-17}cm^2$. La mesure par A-DCTS livre des ordres de grandeurs temporels de 27ms à 64ms.

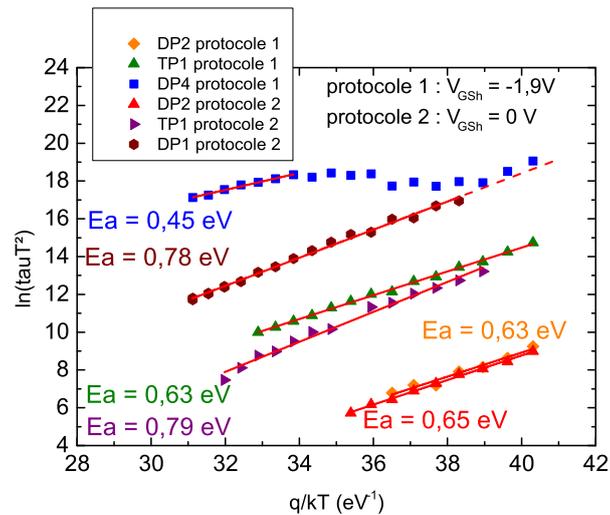


FIGURE 3.35 – Comparaison des résultats selon deux protocoles (zone ohmique et zone saturée).

3.5.2.5 Synthèse des mesures de pièges par A-DCTS

Afin de synthétiser ces résultats, les pièges obtenus sont consignés dans le tableau 3.4.

Le piège DP2 associé à 0.65 eV a été mesuré indépendamment de la zone d'intérêt sondée. En saturation et à canal fortement ouvert, les pièges DP1 (0.74 eV) et TP1 (proche de 0.8 eV) ont aussi été extraits.

Les protocoles à canal fortement et semi-ouverts ont présentés les mêmes résultats, contrairement à la mesure en canal quasi-pincé. Cela permet de supposer que la zone de charge d'espace va interagir avec des pièges situés proches de la surface dans les premiers cas ($V_{Gsh} = 0V$ ou $-1V$) tandis que les pièges situés plus profondément dans le composant (buffer) seront excités lorsque le transistor se retrouve proche du pincement, la tension V_{GD} étant du même ordre de grandeur dans les trois cas (entre 10 et 12V). Lorsque le canal est quasi-pincé, les constantes de temps plus longues sont modifiées. Le piège DP3 est extrait avec une énergie d'activation de 0.78 eV.

Protocole de mesure	pic n°1 (le plus long)	vallée	pic n°2 (le plus court)
$V_{GSh} = 0V$ $V_{DS} = 10 V$	$E_a = 0.74 \text{ eV}$ $\sigma = 1.34.10^{-16}$ cm^2	$E_a = 0.79 \text{ eV}$ $\sigma = 6.09.10^{-14}$ cm^2	$E_a = 0.65 \text{ eV}$ $\sigma = 4.8.10^{-14}$ cm^2
$V_{GSh} = -1V$ $V_{DS} = 10 V$	$E_a = 0.73 \text{ eV}$ $\sigma = 8.97.10^{-17}$ cm^2	$E_a = 0.81 \text{ eV}$ $\sigma = 7.22.10^{-14}$ cm^2	$E_a = 0.66 \text{ eV}$ $\sigma = 5.79.10^{-14}$ cm^2
$V_{GSh} = -1.9V$ $V_{DS} = 10 V$	$E_a = 0.78 \text{ eV}$ $\sigma = 2.51.10^{-16}$ cm^2	$E_a = 0.78 \text{ eV}$ $\sigma = 3.24.10^{-14}$ cm^2	$E_a = 0.64 \text{ eV}$ $\sigma = 3.28.10^{-14}$ cm^2
$V_{GSh} = -1.9V$ $V_{DS} = 0.5 V$	$E_a = 0.45 \text{ eV}$ $\sigma = 6.49.10^{-23}$ cm^2	$E_a = 0.63 \text{ eV}$ $\sigma = 6.99.10^{-17}$ cm^2	$E_a = 0.63 \text{ eV}$ $\sigma = 2.26.10^{-14}$ cm^2

TABLE 3.4 – Synthèse des résultats de mesures de pièges par A-DCTS selon les protocoles de mesure utilisés.

Enfin, en zone ohmique ($V_{GD} = 1.4V$, bien plus faible), le piège DP4 présente des constantes de temps trop longues pour la fenêtre temporelle d'étude. A température élevée, une énergie d'activation de 0.45 eV est extraite mais soumise à caution, le domaine temporel du piège ne correspondant pas avec les données issues de la littérature. La vallée DP2 (0.63 eV) présente elle-aussi une énergie d'activation différente par rapport aux autres protocoles.

3.5.3 Mesures de bruit basse fréquence

Afin de confronter les résultats obtenus par A-DCTS avec d'autres méthodes, des mesures de bruit basse fréquence ont été effectuées au laboratoire LAAS de Toulouse. Ces différents résultats sont donc complémentaires au niveau des gammes temporelles étudiées.

Ces mesures de bruit basse fréquence ont été effectuées à plusieurs points de polarisation sur le composant A16 (figure 3.36), sur le courant de drain et à température ambiante. Ces points de repos sont définis de manière à avoir une tension de drain en zone saturée à plusieurs niveaux de courant ($V_{DS} = 15V$, $V_{GS} = -2.4V$, $-2.2V$ et $-2.1V$) ainsi qu'un point de repos à tension de drain faible et une tension de grille plus élevée pour se rapprocher de notre point de repos à $V_{GSh} = -1.9V$, $V_{DS} = 0.5V$ utilisé en A-DCTS ($V_{DS} = 0.17V$, $V_{GS} = -1.9V$ pour la mesure de bruit).

Les différents pics visibles à 50Hz et les harmoniques associées correspondent au bruit du secteur et ne doivent pas être pris en compte dans l'étude du bruit du composant. Les mesures de densité spectrale de bruit montrent au moins deux centres de génération-recombinaison possibles aux fréquences comprises entre 1Hz et 100kHz. Aux fréquences inférieures à 10 Hz, la densité spectrale de bruit est relativement stable autour d'une valeur donnée : Ceci montre la présence de pièges. Cette zone temporelle se recouvre avec la A-DCTS (0.1s-1s) qui confirme elle-aussi la présence de pièges à ces temps-ci (proche de DP2 à 0.65 eV).

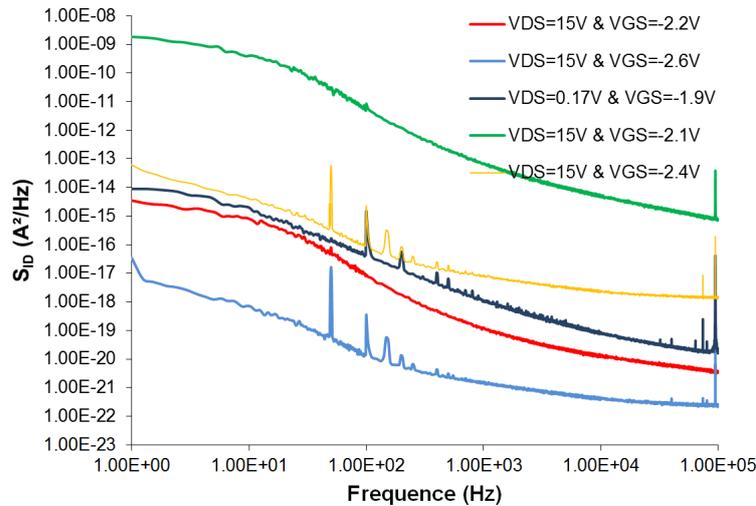


FIGURE 3.36 – Mesures de bruit basse fréquence sur le courant de drain à plusieurs points de polarisation et à température ambiante sur un transistor GH50 effectué au LAAS de Toulouse (composant A16).

Vers les fréquences intermédiaires (de 10 Hz au kHz), la lorentzienne décroissante en $1/f^2$ se retrouve ralentie. Cette tendance ne peut pas être ajustée sans rajouter un continuum de pièges à ces fréquences. Aux fréquences supérieures au kHz jusqu'à 100kHz, la décroissance du signal avec la fréquence ne suit pas non plus la loi en $1/f$. Celle-ci suit plutôt une décroissance en $1/f^\gamma$, signature d'un deuxième continuum de pièges sur cette plage de fréquence.

Ces premières mesures laissent donc supposer qu'au moins deux centres de génération-recombinaison sont observés. Nous notons la présence de deux continums de pièges situés dans les plages de fréquence (10Hz-1kHz) et (1kHz-100kHz).

La présence de pièges aux fréquences comprises entre 1 et 10 Hz est confirmée à la fois par la mesure de bruit et la A-DCTS. Aux fréquences inférieures, il s'agirait plutôt d'un ensemble de pièges de constantes de temps proches. Ceci permet de compléter la caractérisation de l'état de piégeage au sein du composant.

3.6 Conclusions du chapitre

Au sein de ce chapitre, nous avons tout d'abord explicité quelques mesures de pièges usuelles telles que la DLTS et la mesure de bruit basse fréquence. Ensuite, nous avons comparé plusieurs méthodes d'extraction des constantes de temps au sein des transitoires de courant. L'algorithme de Prony couplé à celui de Levenberg-Marquardt présente notamment de bons résultats : Sur un signal bruité simulé, notre algorithme fournit les constantes de temps avec une erreur d'environ 3% face aux algorithmes à base de multi-exponentielles présentant une précision entre 15% et 38%. Cette différence provient du nombre important de composantes dans le signal utilisé pour modéliser le transitoire (modèle à base de multi-exponentielles).

L'algorithme de Prony permet d'obtenir les paramètres initiaux utilisables par l'algorithme de Levenberg-Marquardt qui affinera les valeurs extraites.

Le courant de drain théorique au sein d'un HEMT a été réécrit en fonction du temps (comportement des pièges) en reprenant les calculs usuels utilisés pour la DLTS. En zone ohmique, nous retrouvons bien l'expression en multi-exponentielles du courant, avec cette fois-ci des amplitudes associées dépendantes de la physique et donc de la densité de pièges au sein du composant.

Le courant de drain théorique en zone saturée présente une caractéristique plus complexe. Son évolution s'apparente néanmoins aux sommes d'exponentielles couramment utilisées dans la littérature. Ces deux expressions (en zone ohmique et saturée) permettent d'obtenir plus d'informations à partir des transitoires de courant mesurés. Les conclusions apportées sur les densités de pièges extraites sont bien entendues dépendantes des hypothèses effectuées sur leur localisation ainsi que leur distribution au sein des couches de matériau considérées. Ce modèle pourra à terme être couplé aux algorithmes de Prony et Levenberg-Marquardt pour extraire les densités de pièges une fois leur localisation définie (si cela est possible seulement à partir des mesures électriques).

La source de courant électrothermique du GH50 a été modélisée, en prenant en compte l'effet des pièges avec la température. A l'aide de celui-ci, le principe de la mesure de pièges par A-DCTS a été présenté et validé. En effet, les comportements des pièges en entrée du modèle (fixés arbitrairement) correspondent bien avec les constantes obtenues en sortie après extraction de l'enveloppe du signal $I_{DS}(t)$. Certains des protocoles de mesures présentés dans la littérature ont aussi été simulés et ont montré des élévations de température significatives au sein du composant.

Les pièges longs au sein du GH50 ont été mesurés à plusieurs polarisations différentes. La présence de plusieurs défauts a été démontrée par A-DCTS dans la gamme de température 15-100°C et la gamme temporelle 1ms-1000s. Des mesures de bruit basse fréquence ont été effectuées au laboratoire LAAS de Toulouse. Celles-ci ont confirmé la présence de pièges dans la gamme 100ms-1s ainsi que deux continuums de pièges différents aux fréquences plus basses : (10Hz-1kHz) et (1kHz-100kHz).

Vieillessement des GH50 en fonctionnement RF

4.1 Introduction

Une fois le composant d'étude défini et ses caractéristiques DC et thermiques mesurées, des amplificateurs de test incorporant la possibilité de mesures *in-situ* ont été conçus spécifiquement pour le GH50. Leurs performances RF ont donc été évaluées. Ensuite, l'état initial des pièges dans le composant a été caractérisé par A-DCTS et bruit basse fréquence. Ces travaux ont permis d'obtenir l'état initial global électrique et topologique du composant. Par comparaison avec celui-ci, l'état final après vieillissement nous donnera des indications sur les phénomènes de dégradation à l'origine des éventuelles dérives de paramètres électriques. Nous allons donc à présent décrire les tests de vieillissement réalisés dans le cadre de ce travail.

Dans un premier temps, nous allons présenter les types de vieillissement couramment utilisés dans les études de fiabilité sur les composants GaN RF (tests amonts ainsi qu'en conditions opérationnelles). Après une présentation du banc de mesure du laboratoire, le profil de mission accéléré sera défini.

Ensuite, nous aborderons les évolutions de caractéristiques électriques des composants en vieillissement selon deux conditions différentes : à température de jonction égale mais à V_{DS0} différent. La différence de puissance dissipée étant compensée par une température d'asservissement différente. Ces deux conditions permettront de dissocier les effets d'origine thermique et électrique.

Enfin, une analyse de défaillance sera menée sur un composant dégradé, en s'appuyant sur l'analyse par photo-émission en face arrière par rapport à un composant neuf. Les points d'intérêt seront aussi analysés en longueur d'onde à l'aide d'un réseau de diffraction afin d'observer un éventuel point commun entre eux.

4.2 Les types de vieillissement usuels

Dans un contexte de qualification des différentes filières de composants radio-fréquences, un certain nombre de tests sont mis en œuvre afin d'évaluer leur fiabilité. Ces essais de vieillissement accéléré permettent à la fois de déterminer la tenue dans le temps des performances du composant ainsi que d'aider à la détermination des causes de défaillances. En effet, les condi-

tions de vieillissement ainsi que la signature des éventuelles dérives/dégradations permettent de guider l'expérimentateur vers un mode de défaillance particulier.

Cependant, lors de la vie du composant en conditions opérationnelles, les stress seront multiples (courant, tension, température, humidité,...) et les différents effets pourront s'associer. Ces effets de couplage pourraient même être différents selon la classe de fonctionnement du transistor (classe A/classe B/classe F ou F^{-1}). C'est pourquoi nous privilégierons ici un test de vieillissement accéléré dans des conditions relativement proches de l'opérationnel.

4.2.1 Les tests en "amont" d'une étude de fiabilité

Les premiers tests effectués sur une technologie consistent à effectuer un certain nombre d'essais en plaçant le composant à un point de repos. Bien évidemment, la température d'utilisation est relativement élevée afin d'accélérer le vieillissement (comme nous l'avons vu dans le premier chapitre).

Ces premiers tests sont par exemple de type DC-HTOL (*Direct Current - High Temperature Operating Life*), qui permettent de suivre les paramètres statiques du transistor tels que le courant de drain I_D , la transconductance g_m , les courants de fuite de grille I_{Gleak} , la tension de pincement V_P etc... A partir des évolutions de ces éléments, il est possible d'obtenir une première estimation de la fiabilité et de la robustesse d'une filière à partir d'une population suffisante de composants.

Les différents types de stress effectués en amont d'une étude de fiabilité sont listés ci-dessous :

- Les tests HTRB (*High Temperature Reverse Bias*) [124]. Le fait de fortement polariser la tension de grille en inverse est particulièrement utile pour la technologie HEMT GaN. Cela permet de mettre en évidence d'éventuels effets piezoélectriques (fortement diminués à présent grâce à l'écrantage du champ dû au *field-plate*). Il est aussi possible de montrer l'évolution de phénomènes parasites comme le *belly-shape*.
- Les *step-stress* en température [78], en compression [164] ou en tension [86] par exemple. Ces essais se trouvent très productifs puisque les dégradations arrivent rapidement (quelques jours), la sévérité du stress s'aggravant à chaque pas de l'essai. Ce type de stress permet de connaître les tensions/courants maximum induisant de fortes évolutions de paramètres électriques (*Safe Operating Area* ou SOA).
- Les tests d'humidité/corrosion [165]. Ces essais permettent de vérifier l'étanchéité du boîtier ainsi que la résistance de la puce à ce genre d'attaque (notamment grâce à la passivation). Ces tests sont particulièrement utiles dans le cadre de systèmes pouvant se trouver en milieu salin : RADAR côtier, RADAR de bâtiment naval,...
- Les stress mécaniques [166], en particulier sur les boîtiers de composants. Ceci permet en particulier de vérifier la tenue mécanique des fils de connexion (*bonding*).
- Les stress par rayonnement X et/ou γ [167]. Ce type de vieillissement est particulièrement utilisé dans le cadre de qualification pour le domaine spatial.

Dans le cadre d'une qualification de produit, ces tests sont normalisés afin de vérifier (ou non) si celui-ci est utilisable (norme JEDEC par exemple). Les résultats obtenus par ce type d'essais permettent d'obtenir les premiers éléments de l'étude de fiabilité d'une filière. La filière GaN est néanmoins absente de ces normes pour le moment à cause du manque de retour d'expérience dû à la jeunesse de la technologie.

4.2.2 Les tests radio-fréquences

Afin de se rapprocher des conditions réelles de fonctionnement de ces transistors, une excitation RF sera ajoutée pendant les tests de vieillissement. Les excursions courant-tension seront donc prises en compte, ainsi que le profil de température de jonction (auto-échauffement) dépendant de l'excitation et de la classe de fonctionnement du composant.

Différents types d'excitation sont possibles en RF-HTOL (*Radio Frequency - High Temperature Operating Life*) :

- Les essais en CW (*continuous wave*), utilisés pour les applications de chauffage par induction.
- Le vieillissement en sinus modulé, pour des applications de communications numériques (télécoms).
- Le vieillissement en sinus pulsé (*pulsed-RF-HTOL*), fonctionnement RADAR.

Les tests en CW sont plus répandus puisqu'ils permettent d'obtenir une base d'information pour les applications plus précises telles que les applications en pulsé et modulées. Cependant, le profil d'évolution de la température de jonction ne sera pas le même. Sur de longues périodes de test, des différences d'évolutions peuvent apparaître entre ces essais.

L'application principale visée dans notre étude concerne le fonctionnement RADAR. Les conditions opérationnelles choisies concerneront donc un vieillissement de type pulsed-RF-HTOL.

4.3 Présentation du banc de vieillissement RF-HTOL et profil de mission accéléré

4.3.1 Description du banc de vieillissement pulsed-RF-HTOL

Un banc de vieillissement en RF pulsé a été développé au laboratoire afin de traiter la fiabilité de transistors LD-MOSFETS [59, 168] ainsi que des transistors HEMT GaN Nitronex [96]. Ce banc a la capacité d'adresser la bande S : de 2 à 4 GHz. Le schéma constitutif du banc est présenté en figure 4.1.

Ce banc est composé de trois sous-ensembles indépendants :

- Une partie hyperfréquence de puissance
- Des réchauffeurs utilisés pour fixer la température de semelle de chaque amplificateur à tester

- Une partie de suivi/mesure g er e par ordinateur (associ e à des chassis BILT), permettant le pilotage du banc et l’enregistrement des données issues des organes de mesure.

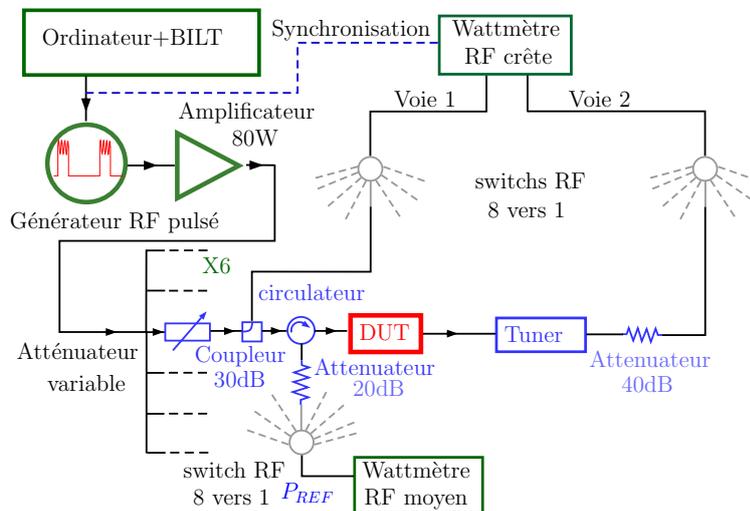


FIGURE 4.1 – Schéma de montage du banc de vieillissement RF pulsé.

Le signal RF est fourni par un générateur modulé en impulsion via son entrée de déclenchement (trigger). Celui-ci est provoqué par la synchronisation issue des chassis BILT, destinés au pilotage du banc via le logiciel *EasyStress*. Le signal RF obtenu traverse ensuite un amplificateur capable de délivrer 80W de puissance satur e.

Ce signal est ensuite divisé en six afin d’attaquer chaque voie de mesure. Ces voies sont identiques et permettent de faire vieillir les six amplificateurs simultanément. La figure 4.2 permet d’illustrer la mise en place physique des voies du banc de vieillissement.

  l’entrée de chaque voie, le signal RF attaque un atténuateur variable ainsi que la succession d’un coupleur 30dB et d’un circulateur reliés à deux wattmètres distincts (mesurant respectivement la puissance d’entrée et la puissance réfléchie). Ces éléments permettent d’ajuster le niveau requis de puissance d’entrée de manière adéquate (précision de 0.1dB). La mesure de puissance incidente est effectu e par un wattmètre crête tandis que la puissance réfléchie est donn e par une valeur moyenne. Ceci est corrigé dans la mesure par l’ajout d’un offset (donné par le rapport cyclique des impulsions). La mesure de puissance est effectu e sur chaque voie en utilisant des switches RF 8 vers 1, permettant l’utilisation de seulement deux wattmètres (l’un des deux ayant deux voies).

Chaque amplificateur est placé sur un réchauffeur afin d’imposer une température de semelle. La température de jonction effective est ensuite calcul e à partir de la résistance thermique du composant ainsi que la puissance dissipée pendant les tests. Le signal de sortie traverse ensuite un tuner *load-pull* permettant la désadaptation éventuelle en sortie (non

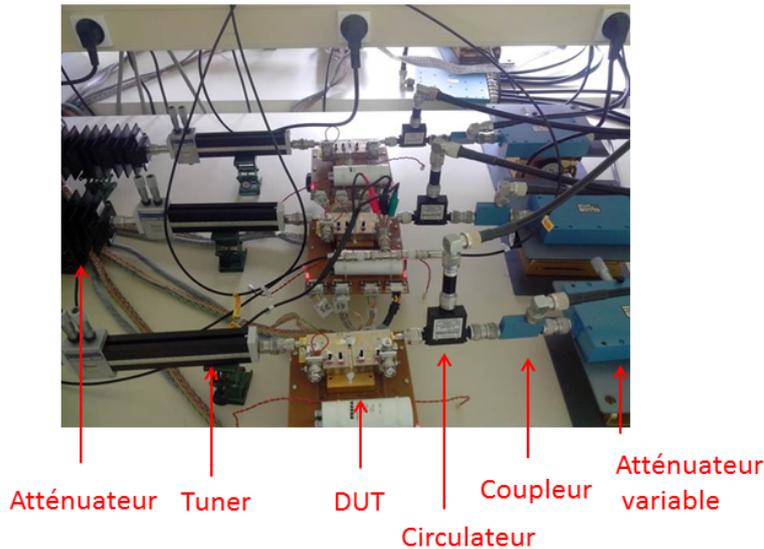


FIGURE 4.2 – Présentation du banc de vieillissement RF pulsé au laboratoire.

utilisé dans notre étude). Ce signal est enfin atténué de 40dB avant d'être mesuré par un wattmètre crête.

Le générateur RF, les chassis BILT et les wattmètres sont placés sur onduleurs afin d'éviter la casse de composants si une coupure de courant intervient sur le réseau. L'amplificateur RF est quant à lui sciemment laissé sur le secteur : sa consommation électrique est relativement importante et réduirait la tenue des onduleurs en cas de coupure. Le vieillissement se retrouvera ainsi seulement stoppé en cas de panne de courant (l'alimentation DC et la température asservie restant allumés).

4.3.2 Calibration du banc

Avant toute campagne de vieillissement, il est nécessaire de calibrer le banc. Il s'agit de faire correspondre les niveaux de puissance lus dans le logiciel avec ceux qui sont observés à l'aide d'un wattmètre externe. Les pertes dans les câbles sont ainsi compensées, ainsi que les mesures moyennes de puissance réfléchie et les atténuations dans la chaîne à l'aide d'offsets.

La méthode générale est répétée pour chaque voie. Afin d'obtenir la meilleure précision, la calibration est effectuée à une puissance proche des niveaux à mesurer pendant le vieillissement (35 dBm dans notre cas). Ceci permet d'éviter tout éventuel effet non linéaire dans les éléments de la chaîne.

La séquence de calibration est la suivante :

- Calibration des deux wattmètres.
- Calibration de la puissance d'entrée : Un wattmètre extérieur étalonné à notre fréquence de travail couplé à une sonde 2W permet de mesurer la puissance dans le plan correspondant à l'entrée du DUT (on ajoute un atténuateur préalablement vérifié afin

de protéger la sonde). La puissance lue sur le logiciel *EasyStress* doit correspondre avec la valeur mesurée sur le wattmètre extérieur.

- Calibration de la puissance réfléchiée : le plan d'entrée du DUT est mis en circuit ouvert. La totalité de la puissance d'entrée est donc censée se retrouver dans l'onde réfléchiée (vérifié en observant la valeur donnée par *EasyStress*).
- Calibration de la puissance de sortie : Les deux parties de la branche sont reliées sans le DUT. La totalité de la puissance d'entrée doit être lue à la sortie de la branche (vérification et correction de l'offset avec le logiciel).

A chaque étape de la calibration, le facteur de correction (offset) entré dans le logiciel de pilotage est vérifié afin de correspondre au plus proche de la somme des pertes des atténuateurs, des câbles, des commutateurs etc...

4.3.3 Suivi du vieillissement

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

- Les valeurs de puissance (P_{IN} , P_{OUT} , P_{REF})
- Les tensions/courants d'alimentation DC de chaque composant (V_{GS0} , $I_{GSmoyen}$, V_{DS0} , $I_{DSmoyen}$). La précision des chassis BILT ne permet cependant pas la mesure très précise du courant de grille moyen : celle-ci est de l'ordre de quelques dizaines de μA .
- Les valeurs de température de semelle et de consommation des éléments chauffant. Cette valeur de consommation peut se trouver utile dans certains cas, tel que l'échauffement important du composant à un moment donné, nécessitant une compensation de T_C .

Ces mesures de températures et de tension/courant sont gérées directement par les cartes électroniques insérées dans les chassis BILT (conception modulaire). L'évolution de ces paramètres "externes" résulte de variations de paramètres intrinsèques du composant (g_m , V_P , R_{DSon} , Φ_b , etc...). Il est donc indispensable d'effectuer des mesures électriques avant et après vieillissement afin de caractériser l'état du transistor.

4.3.4 Mesures de reprise mises en œuvre et profil de mission accéléré

Une population de six composant a été vieillie en conditions RF pulsé (25 μs de pulse, rapport cyclique de 10%) pendant une durée de 3500h. Le profil de mission accéléré a été défini en fonction des polarisations maximum admissibles sur notre composant. La température de jonction a été fixée à 185 °C, de manière à effectuer un vieillissement sous conditions peu agressives en température. Le choix de la classe de fonctionnement du transistor s'est orienté vers la classe B ($I_{DS0} = 200mA < \frac{I_{DSS}}{10}$). En effet, celle-ci a été choisie de manière à permettre un échauffement du composant hors du pulse RF (courant de repos non nul) tout en permettant d'obtenir un rendement appréciable. Cet auto-échauffement est utile pour augmenter la température de jonction moyenne au sein du composant, ce qui évite de trop gros écarts entre la température de semelle et la température de jonction maximum (en fin de pulse RF). La puissance d'entrée des amplificateurs est fixée à 35 dBm, ce qui correspond à une compression entre 3 et 5 dB sur chaque amplificateur.

A partir de ces données, deux profils de mission accélérés différents ont été mis en place (3 composants pour chaque profil), tout en présentant la même température de jonction : Un profil n°1 à $V_{DS0} = 50V$ ainsi qu'un profil n°2 à $V_{DS0} = 60V$. Ces deux conditions de vieillissement permettent de dissocier les effets thermiques des effets électriques : Bien que la différence de tension de drain au repos soit relativement faible (10V), les excursions de tension seront nettement plus importantes. Ces deux profils permettent l'obtention d'un vieillissement en conditions relativement peu stressantes pour le composant (profil n°1) ainsi qu'un second placé au *maximum rating* sur la tension de drain. Il sera donc possible d'avoir une première idée de la marge possible sur cette tension d'alimentation.

En reprenant nos données issues des caractéristiques P_{IN} - P_{OUT} présentées au chapitre 2, nous pouvons calculer la température de jonction comme suit :

$$P_{DISS} = P_{DC} + P_{IN} - P_{OUT} \quad (4.1)$$

Les puissances étant calculées en prenant en compte le rapport cyclique des impulsions. Nous pouvons ensuite calculer la température de jonction moyenne pendant le vieillissement à l'aide de la résistance thermique mesurée précédemment (voir figure 2.42) :

$$T_J = P_{DISS} * R_{TH} + T_C \quad (4.2)$$

Les températures de jonction moyennes se retrouvent donc relativement proches (nous compensons l'écart de puissance en DC par la température de semelle) et sont égales à 185°C (respectivement 185 et 182°C pour les profils n°1 et n°2).

Bien évidemment, la faible population de composants mise en jeu ne permettra pas d'obtenir une estimation fiable d'un MTTF. Ce type de vieillissement nécessite en effet de longues étapes de caractérisation, en particulier lors des mesures de reprise. C'est pourquoi nous allons nous intéresser dans cette étude aux potentielles dérives de paramètres apparaissant pendant de le vieillissement du GH50 ainsi que leur causes possibles. Ce travail permettra d'apporter un socle d'informations pour une future étude comportant une population de composants bien plus importante.

Le tableau 4.1 représente de manière concise ces deux conditions de vieillissement.

Paramètres	Profil n°1	Profil n°2
T_J moyen	185 °C	185 °C (réelle : 182°C)
T_C	160 °C	150 °C
V_{DS0}	50 V (nominal)	60 V (<i>maximum rating</i>)
I_{DS0}	200 mA (classe B)	200 mA (classe B)
P_{IN}	35 dBm	35 dBm

TABLE 4.1 – Résumé des conditions de vieillissement mises en place.

Afin d'obtenir des informations sur les évolutions intrinsèques du composant, un éventail de mesures de reprise est effectué après un intervalle de temps à plusieurs reprises pendant le vieillissement. Les évolutions temporelles de paramètres électriques étant potentiellement d'ordre logarithmique [96], ces intervalles seront de plus en plus espacés dans le temps : La première mesure est effectuée à l'instant initial tandis que les suivantes sont effectuées après 24h, 48h, 132h, 500h, 1200h, 2000h et 3500h.

Ces mesures sont notamment constituées de plusieurs techniques utilisées dans le chapitre 2. L'ensemble des mesures de reprise est listé ci-dessous :

- Mesures IV pulsé à trois points de repos : $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$, $(-7V, 0V)$ et $(-7V, 50V)$ à 35°C. Ceci permettra de suivre l'évolution de g_m , V_P et I_{DSS} pendant le vieillissement.
- Mesures de diode à trois températures : 35°C, 50°C et 80°C. Les éléments chauffants ne permettant pas de refroidir les amplificateurs, la température la plus basse est fixée à 35°C. En effet, il est possible que la température de la salle dépasse 25°C, ce qui empêchera une mesure à cette température.
- Mesure du courant de grille en fonction de P_{IN} à 3 GHz ($I_{DS0}=200mA$, $V_{DS0}=50V$). Les mesures de puissance $P_{IN} - P_{OUT}$, de gain et de rendement étant relativement longues, celles-ci sont réservées pour une étude avant/après vieillissement. La mesure de courant de grille permet d'observer l'évolution de la compression pendant le vieillissement : Lorsque celle-ci est suffisamment importante, la grille devient passante. Les courants de grille mesurables par le banc de vieillissement sont de quelques μA à quelques mA.

Avant et après le vieillissement, des mesures de puissances $P_{IN} - P_{OUT}$, de gain, de rendement et éventuellement des mesures de pièges par A-DCTS sont effectuées afin de comparer l'état initial et l'état final de chaque composant.

4.3.5 Performance du circuit avant/après vieillissement

En observation directe, les circuits des amplificateurs ont été soumis à de fortes températures. La couleur du substrat RF a notamment été modifiée (figures 4.3 et 4.4). Afin de s'assurer que les évolutions de paramètres radiofréquences soient bien originaires du transistor et non d'une quelconque dégradation des circuits, des mesures de paramètres S ont été comparées entre un amplificateur vieilli et un amplificateur neuf. Ceci permettra de vérifier que les impédances à 3 GHz présentées au transistor n'aient pas été modifiées.

Les mesures ont été effectuées en réflexion à la fin du vieillissement et après les dernières mesures. Le paramètre S_{11} a été mesuré sur le demi-circuit de grille et le demi-circuit de drain, les deux pris séparément (le transistor étant désolidarisé de son amplificateur avant son analyse physique). Ces mesures étant délicates, il ne faut pas se fier aux valeurs absolues données par le VNA (*Vector Network Analyzer*) mais plutôt à leurs différences relatives. En effet, le kit de calibration mis à disposition se trouve en connectique N tandis que les amplificateurs présentent des connectiques SMA. La calibration de l'appareil n'a donc pas pris en compte l'effet de l'adaptateur N/SMA utilisé (ajoutant du module et de la phase à

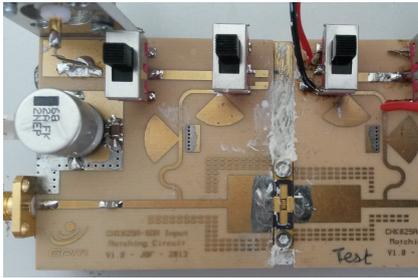


FIGURE 4.3 – Image d'un amplificateur neuf avec un composant ouvert.



FIGURE 4.4 – Image d'un amplificateur après vieillissement.

l'impédance mesurée).

Ses résultats nous confirment que les évolutions de gain et de rendement observées proviennent bien du transistor (figure 4.5). En effet, seul un changement des paramètres S est mesuré entre 1.3 et 1.6 GHz. Il n'y a donc pas de modification de l'adaptation d'impédance à 3 GHz. De la même manière, le circuit de drain ne montre lui-aussi aucune modification d'impédance présentée au transistor.

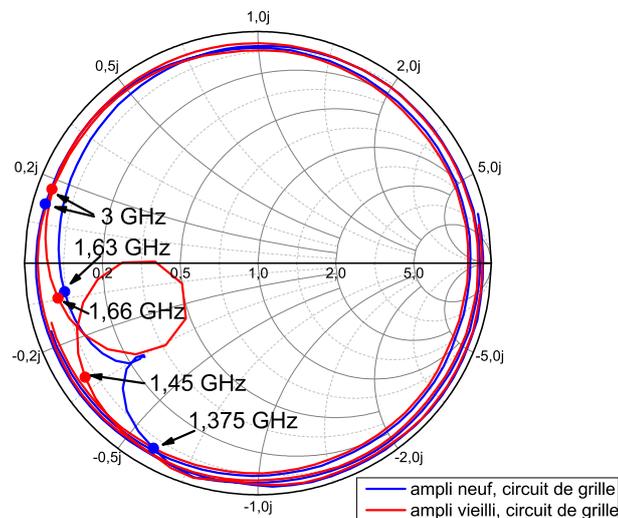


FIGURE 4.5 – Impédance présentée au transistor sur un amplificateur neuf et un amplificateur vieilli (circuit de grille).

4.4 Estimation de la fiabilité du GH50

Les six composants ont donc été vieillis pendant 3500h. Puisque leurs évolutions de paramètres présentent des différences, il est important de les distinguer : Les composants A11, A2

et A12 sont vieillis selon le profil n°1 ($V_{DS0}=50V$, $T_C=160^\circ C$) tandis que les composants A5, A10 et A7 au profil n°2 ($V_{DS0}=60V$, $T_C=150^\circ C$). Ces appellations ont été donnés lors de la réception du lot de transistors. Ceux-ci ne sont ici pas consécutifs car certains composants ont été remplacés pendant le vieillissement suite à des casses accidentelles (d'où la légère disparité de temps de vieillissement : de 3000h à 3500h). De plus, un certains nombres de composants étaient réservés aux analyses physiques (voir le chapitre 2). Lorsque les évolutions de paramètres électriques des composants soumis aux mêmes conditions de vieillissement seront différentes, celles-ci seront présentées séparément. Le volume total de mesures étant assez important et pour des raisons de clarté, toutes les courbes ne sont pas présentées. La totalité des courbes de mesures de reprise est reportée en annexe de ce document.

4.4.1 Vieillessement à $V_{DS0} = 50V$, $T_C = 160^\circ C$

Le premier profil de vieillissement est le moins agressif pour le transistor. En effet, la température de jonction restant la même pour les deux profils, la polarisation de drain au repos est nominale ($V_{DS0} = 50V$), le champ électrique moyen et les excursions en tension-courant étant moins importantes. Les composants A11 et A12 présentent généralement les mêmes évolutions de paramètres électriques. Cependant, le composant A2 présente quelques différences légèrement plus marquées. Nous allons dissocier ces deux comportements par la suite.

4.4.1.1 Suivi des évolutions au cours du vieillissement

Le suivi en continu de puissance RF est très bruité. En effet, la température de la salle n'est pas asservie et cela va fortement se ressentir sur l'amplificateur RF du banc de vieillissement (notamment sur la puissance d'entrée, en figure 4.6). Le cycle jour/nuit est donc visible (et corrélé avec les légères oscillations du signal). Les variations de températures plus longues (changement de saison) se ressentent elles-aussi, malgré les corrections éventuelles de consigne que nous pouvons effectuer.

Ces variations sont difficilement contrôlables : si nous augmentons la puissance sur le générateur, nous ne sommes pas à l'abri d'une brusque baisse de température (pendant la nuit par exemple) qui pourrait endommager les composants plus que de raison (on se rapproche du *maximum rating* en puissance d'entrée à 37 dBm). Ces données seront donc à prendre en compte par la suite.

Les variations de puissance de sortie seront donc elles-aussi distordues par ces différents effets (figure 4.7). Cependant, avant le début de la baisse la plus importante de la puissance d'entrée, les composants A12 et A2 ne semblent pas représenter de baisse significative de puissance de sortie. Le composant A11 présente un affaiblissement de type exponentiel de P_{OUT} pendant les premières 500h, le niveau finissant par s'établir à -10% de la puissance de départ, ce qui pourrait s'apparenter à un effet de stabilisation.

Le courant de drain moyen pendant le vieillissement semble légèrement diminuer pour le composant A12 (figure 4.8). Un recouvrement de son courant de départ est visible après

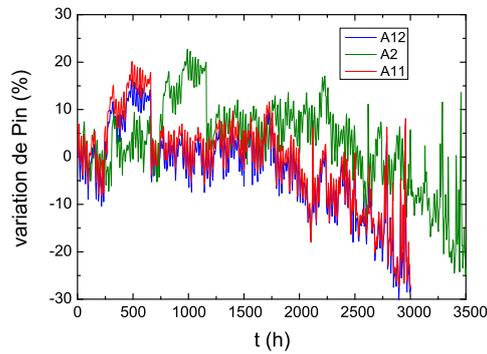


FIGURE 4.6 – Variations de la puissance d'entrée pendant le vieillissement (variations très fortes dues à la température de la salle).

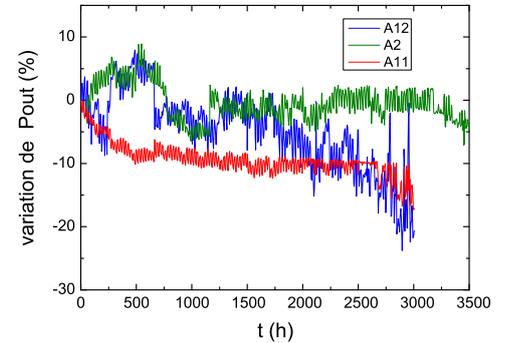


FIGURE 4.7 – Variation de la puissance de sortie pour les trois composants vieillis selon le profil n°1.

environ 500h de vieillissement et correspond à une mesure de reprise. Cette baisse relative de courant s'explique donc par des effets de pièges et a déjà été observé dans des études de vieillissement sur des HEMTs GaN [96]. Les courants de drain des transistors A2 et A11 sont quant à eux très sensibles aux variations de P_{IN} et ne présentent pas de baisse particulière.

Le courant de grille mesuré pendant le vieillissement varie lui-aussi selon les composants. Le transistor A12 ne présente pas de courant de grille suffisamment important pour être mesuré par le banc ($I_G < 10 \mu\text{A}$). Les composants A11 et A2 sont quant à eux suffisamment compressés pour que la grille devienne passante. Leur courant de grille moyen s'élève respectivement à environ 1 et 2 mA.

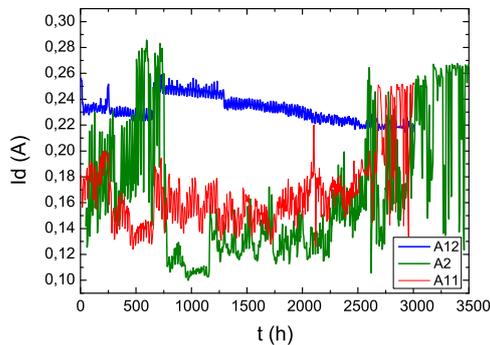


FIGURE 4.8 – Evolution du courant de drain pendant le vieillissement selon le profil n°1.

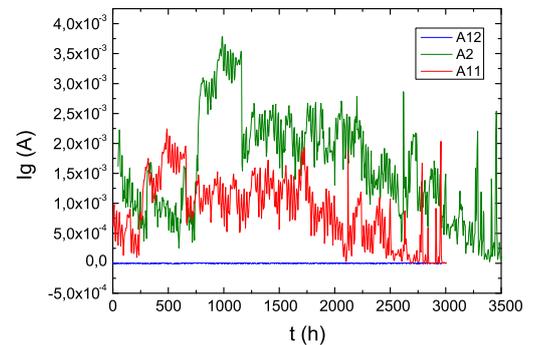


FIGURE 4.9 – Evolution du courant de grille pendant le vieillissement selon le profil n°1.

Le suivi de ces paramètres étant délicat, la réflexion se portera essentiellement sur les mesures de reprises effectuées ainsi que sur la comparaison entre les mesures initiales et finales sur les transistors (éléments intrinsèques).

4.4.1.2 Mesures de puissance RF avant et après vieillissement

Les composants A11 et A12, bien qu'ayant vieilli moins longtemps que leur homologue A2 (un total de 3000h, suite à un remplacement de composants détruits) ne présentent pas de variation importante de caractéristique $P_{IN}-P_{OUT}$ (figure 4.10). Le troisième composant présente cependant une baisse de gain linéaire (figure 4.11). La puissance obtenue à 35 dBm est cependant comparable avant et après vieillissement. Le comportement de la compression a donc potentiellement évolué. L'ensemble de ces mesures RF sont effectuées avec une température de semelle de 35°C.

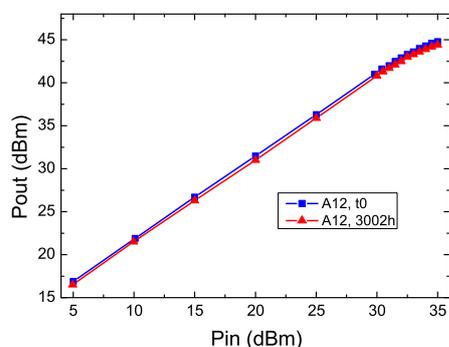


FIGURE 4.10 – Evolution de la caractéristique $P_{IN}-P_{OUT}$ du composant A12, aucun changement notable n'est observé.

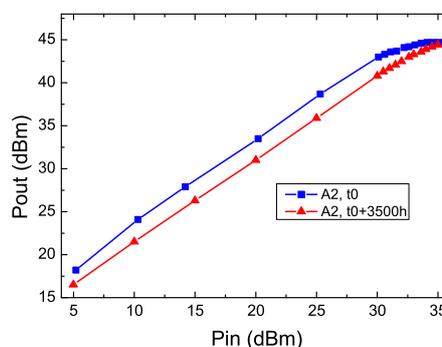


FIGURE 4.11 – Evolution de la caractéristique $P_{IN}-P_{OUT}$ du composant A2 avant et après vieillissement.

Afin d'observer plus précisément ces évolutions, les caractéristiques de gain et de rendement pour ces composants sont extraites. Une légère baisse de gain est visible sur les deux premiers composants (A11 et A12, figure 4.12). Le rendement en zone linéaire reste inchangé malgré une baisse moyenne de 5 points lorsqu'on se rapproche de la compression. Le transistor A2 montre une forte baisse de gain linéaire (-2.46 dB). En compression à 35 dBm, les différences s'estompent, ce qui corrobore les résultats obtenus en figure 4.11. Le rendement reste cependant relativement constant, en particulier dans la zone linéaire. Une augmentation de 7 points est néanmoins observée en compression à 35 dBm.

Afin d'observer l'allure des évolutions de caractéristiques RF pendant le vieillissement, le courant de grille moyen de chaque transistor est mesuré sous excitation RF (en fonction de la puissance) pendant les mesures de reprise. Un exemple est présenté pour le composant A2 en figure 4.14. Pour la plupart des composants, ce courant de grille va augmenter graduellement

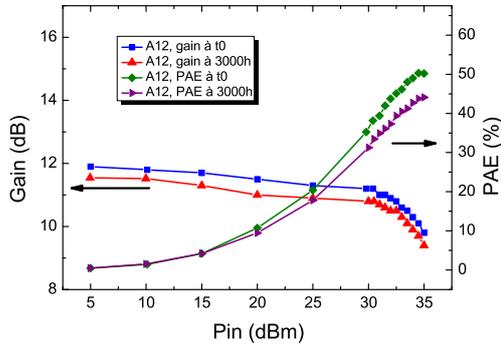


FIGURE 4.12 – Evolution du gain et de la PAE pour le composant A12.

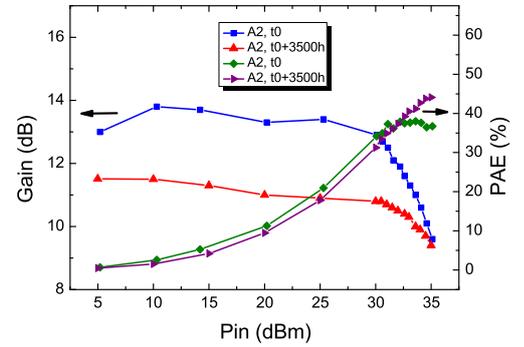


FIGURE 4.13 – Evolution du gain et de la PAE pour le composant A2.

au fur et à mesure du vieillissement. De plus, la courbe se décale vers les basses puissances. En première hypothèse, ceci pourrait être le signe d'une augmentation du taux de compression (la grille devient passante lorsque la puissance d'entrée est suffisamment élevée).

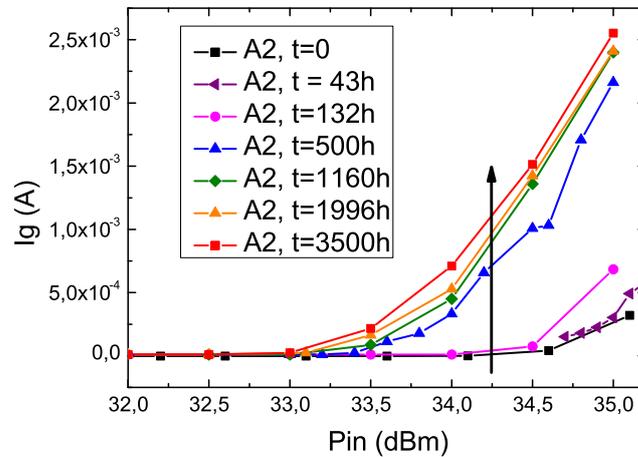


FIGURE 4.14 – Evolution du courant de grille moyen sous RF pour le composant A2.

Afin de résumer ces tendances, les tableaux 4.2 et 4.3 présente les évolutions de puissance de sortie ΔP_{OUT} à 35 dBm, de gain petit signal et gain en saturation (G_{PS} , G_C), de rendement (PAE_{PS} en petit signal, PAE_C en compression), de courant de grille I_{GC} à 35 dBm ($T_C = 35^\circ\text{C}$) ainsi que l'évolution de la compression ($\Delta Comp$) pendant les mesures de reprise.

Les trois composants présentent peu de variation de puissance de sortie. Comme nous l'avons vu précédemment, le gain petit signal du transistor A2 a fortement diminué. Le

Composant	ΔP_{OUT} (dB)	ΔG_{PS} (dB)	ΔG_C (dB)	ΔI_{GC}
A12	-0.4	-0.5	-0.4	/
A2	-0.3	-2.46	-0.2	+2.23 mA
A11	-0.8	-0.07	≈ -0.1	+0.39 mA

TABLE 4.2 – Résumé des évolutions des caractéristiques radiofréquences (P_{OUT} , gain et courant de grille en compression) pendant les mesures de reprise pour le profil n°1.

Composant	ΔPAE_{PS} (points)	ΔPAE_C (points)	$\Delta Comp$ à 35 dBm (dB)
A12	-1.2	-6.1	-0.14
A2	≈ -1.8	+7.4	-2.79
A11	-1.12	-3.3	+0.6

TABLE 4.3 – Résumé des évolutions des caractéristiques radiofréquences (rendement et compression) pendant les mesures de reprise pour le profil n°1.

courant de grille moyen à 35 dBm a très fortement augmenté pour les composants A2 et A11. Le transistor A12 étant à plus faible compression (dB) à 35 dBm, il est attendu que son courant de grille soit plus faible. Il est probable que la même évolution en courant de grille soit visible, pour des puissances d'entrée supérieures à 35 dBm.

Une évolution du rendement en compression est visible (diminution pour les composants A12 et A11 et augmentation pour le transistor A2). Cette hausse du rendement est due à la forte baisse de courant de drain moyen dans l'impulsion RF (-38.5%, figure 4.15). Un effet de piégeage visible à forte puissance pourrait en être la cause.

L'évolution du courant de grille sous RF ne semble finalement pas liée à une évolution de la compression. En effet, le sens de son augmentation est différente pour les composants A2 et A11 tandis que l'évolution du courant de grille reste la même. Les mesures de reprises en mode diode permettront d'obtenir plus d'informations sur ce comportement.

4.4.1.3 Mesures de diode

La seconde partie des mesures de reprise concerne l'évaluation du contact Schottky des composants en effectuant une mesure en mode diode Grille-Source. De la même manière qu'au deuxième chapitre, les caractéristiques en direct et en inverse sont mesurées (figures 4.16 et 4.17). L'évolution générale du contact de grille est la même pour les trois composants considérés. Le courant de fuites I_{Gleak} à $V_{GS} = -15V$ a tendance à diminuer en se stabilisant pendant le vieillissement (de $3.2 \mu A/mm$ à $8.86 \mu A/mm$ pour le composant A2 par exemple).

Le comportement en direct, quant à lui présente un affaiblissement général du courant de grille. En effet, la tension de seuil de la diode se décale vers les plus fortes tensions. Les paramètres thermoioniques des jonctions sont extraits afin d'observer leur évolution au

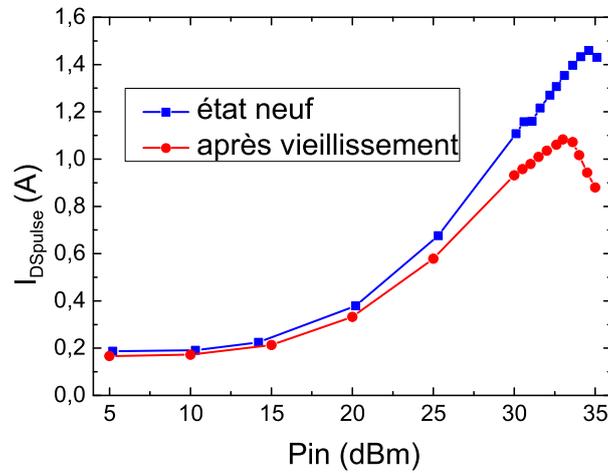


FIGURE 4.15 – Mesure du courant de drain dans l'impulsion RF pendant les mesures P_{IN} - P_{OUT} avant et après vieillissement (composant A2).

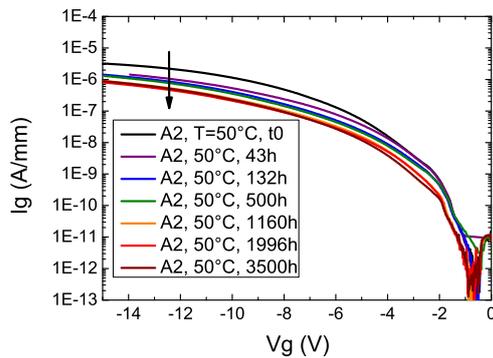


FIGURE 4.16 – Evolution du contact Schottky en mesures de reprise sur le composant A2, mesures en inverse.

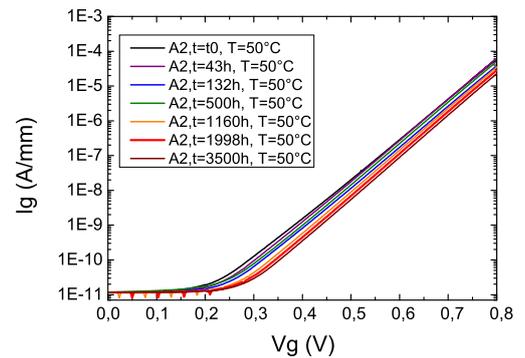


FIGURE 4.17 – Evolution du contact Schottky en mesures de reprise sur le composant A2, mesures en direct.

cours du temps (figure 4.18 et 4.19). Les trois composants ne présentent pas de variation trop importante de hauteur de barrière et de coefficient d'idéalité. Cependant, la hauteur de barrière du composant A2 a tendance à augmenter tandis que son facteur d'idéalité va diminuer faiblement. Cette évolution peut faire penser à une modification des états d'interface Schottky ou une modification physique des matériaux en regard (diffusion inter-métallique au niveau de la grille par exemple). Cette évolution est néanmoins relativement faible puisque sa hauteur de barrière varie de 4.04% et son coefficient d'idéalité de 3.73% pendant les 3500h de vieillissement.

L'écrantage de la tension d'inversion entre la caractéristique directe et inverse (autour de $V_{GS} = 0V$) observé au chapitre 2 ne semble pas fortement modifié pendant le vieillissement. La variation entre l'état initial et final est inférieure à 10%, ce qui reste faible à côté des changements mesurés pour le deuxième profil ($V_{DS0}=60V$). La densité de charge se trouvant sous la grille de ces trois composants ne semble donc pas évoluer au cours du temps.

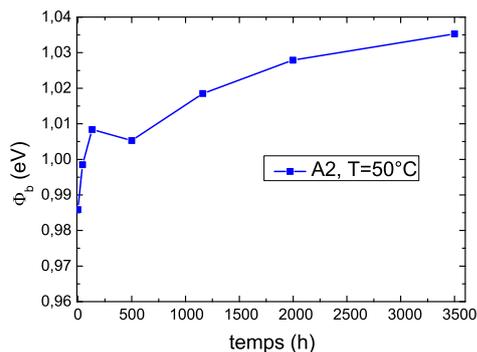


FIGURE 4.18 – Augmentation de la hauteur de barrière pendant le vieillissement du composant A2.

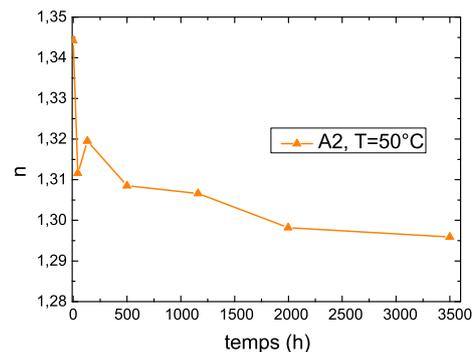


FIGURE 4.19 – Diminution du coefficient d'idéalité pendant le vieillissement du composant A2.

Le tableau 4.4 résume les différents résultats obtenus selon le profil de vieillissement n°1. Il est notable que sur ces trois composants, aucun n'a présenté de *belly-shape* (la présence légère de *belly-shape* sur le composant A12 ne s'est pas retrouvée par la suite).

Composant	$\Delta\Phi_b$ (%)	Δn (%)	ΔI_{leak} (%)
A12	+1.01	+1.47	-20.10
A2	+4.04	-3.73	-72.30
A11	+3.03	-0.75	-67.93

TABLE 4.4 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky des HEMTs en vieillissement selon le profil de vieillissement n°1.

Les diodes Schottky de ces transistors ne présentent donc presque aucune évolution. Une légère augmentation de la hauteur de barrière est visible (inférieure à 5%). Le coefficient d'idéalité ne présente pas non plus de tendance claire entre les différents composants (entre -4% et +2%). Sur tous les transistors, le courant de fuites baisse fortement. Le courant de grille ayant tendance à baisser pendant le vieillissement (augmentation de la tension de seuil V_{TH}), l'explication de l'augmentation du courant de grille sous excitation RF reste délicate.

4.4.1.4 Mesures IV pulsé

Afin de déterminer les évolutions potentielles de la transconductance et du courant de saturation, les réseaux IV pulsé des composants sont mesurés pendant le vieillissement à saturation, les réseaux IV pulsé des composants sont mesurés pendant le vieillissement à trois points de repos : $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$, $(-7V, 0V)$ et $(-7V, 50V)$.

Pour tous les composants, nous notons une diminution générale du courant de drain, dont l'amplitude est différente suivant les points de repos (figures 4.20 et 4.21). Il ne semble pas que la tension de pincement soit particulièrement touchée. Il est plus probable selon le comportement des réseaux que la transconductance ou la résistance à l'état passant R_{DSon} aient respectivement diminué/augmenté.

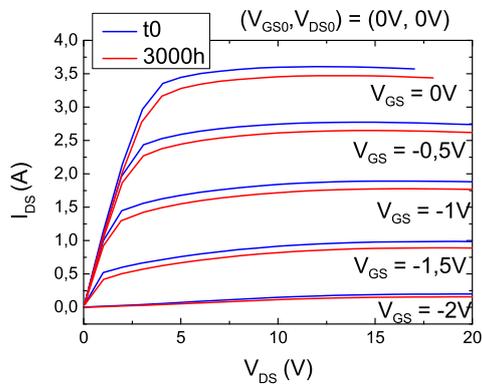


FIGURE 4.20 – Evolution du réseau IV pulsé au point de repos $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$ sur le composant A11.

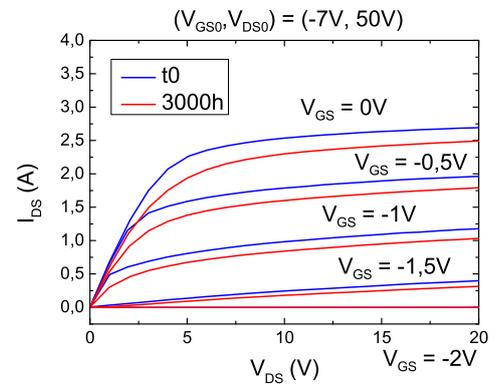


FIGURE 4.21 – Evolution du réseau IV pulsé au point de repos $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7V, 50V)$ sur le composant A11.

Les courbes de la transconductance en fonction de V_{GS} ont été extraites à $V_{DS} = 10V$ pour chaque point de repos ainsi qu'à différents temps de vieillissement (figure 4.22). Nous avons la confirmation que la tension de pincement n'a pas évolué de manière significative pendant le vieillissement (variation maximum de 3 %). Les courbes ont cependant tendance à s'affaïssir au cours du temps. Le point maximum de transconductance est donc extrait afin de synthétiser et de quantifier les variations par rapport à leurs valeurs de départ (figure 4.23). Les points de repos ne faisant pas intervenir le *drain-lag* (i.e : $0V, 0V$ et $-7V, 0V$) montrent la même légère baisse de transconductance (différence d'environ 4% visible en figure 4.23). L'effet de *gate-lag* a donc a priori peu d'impact sur le fonctionnement du transistor, même après vieillissement. Cependant, la plus forte diminution est visible pour le point de repos $(-7V, 50V)$, qui peut aller jusqu'à -15% par rapport à sa valeur mesurée à l'état initial. Cela suggère un fort effet de piégeage (en particulier le *drain-lag*) qui s'accroît avec le temps.

Les variations de paramètres électriques sont synthétisées dans les tableaux 4.5 et 4.6. Le courant de saturation présente une très faible évolution entre les points de repos $(0V, 0V)$ et

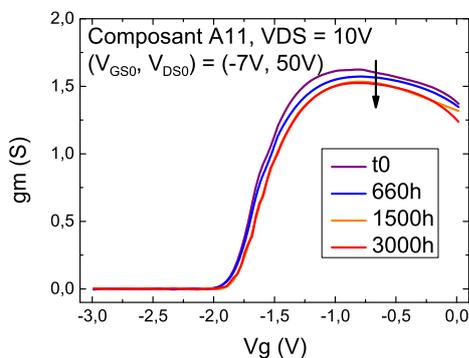


FIGURE 4.22 – Evolution de la transconductance pour le composant A11, au point de repos (V_{GS0} , V_{DS0}).

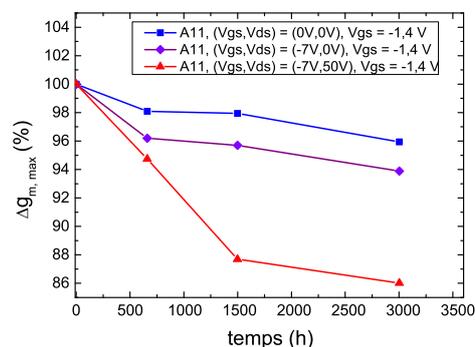


FIGURE 4.23 – Synthèse de la variation de la transconductance pour le composant A11, à plusieurs points de repos.

(-7V,0V) (inférieure à 5%). Le *gate-lag* ne semble donc pas avoir d'impact très important, ce qui confirme les tendances données au deuxième chapitre. Pour les trois composants, le courant de drain au point de repos (-7V, 50V) montre une diminution proche de 10%, ce qui suppose un effet accru des pièges liés au *drain-lag*.

Composant	ΔI_{DSS} à (0V, 0V) (%)	ΔI_{DSS} à (-7V, 50V) (%)
A12	-2.98	-9.87
A2	-4.36	-9.11
A11	-1.7	-9.3

TABLE 4.5 – Évolution du courant de saturation selon le profil de vieillissement n°1.

Composant	$\Delta g_{m,max}$ à (0V, 0V) (%)	$\Delta g_{m,max}$ à (-7V, 0V) (%)	$\Delta g_{m,max}$ à (-7V, 50V) (%)
A12	-3.11	-6.01	-7.49
A2	-5.00	-2.8	-11.68
A11	-3.2	-3.86	-6.12

TABLE 4.6 – Évolution du maximum de transconductance selon le profil de vieillissement n°1.

De la même manière que le courant de drain en saturation, le maximum de transconductance évolue légèrement aux deux premiers points de repos. La plus forte diminution revient au dernier point de fonctionnement (-7V, 50V), pour une diminution de 10 à 15 % environ selon les transistors.

Ces mesures confirment une forte diminution générale de la transconductance, probablement due aux effets de piégeages intervenant lors des excursions de tension de drain (*drain-lag*). Ces résultats seront comparés par la suite avec ceux du deuxième profil de vieillissement accéléré afin d'observer une éventuelle dépendance avec la tension de polarisation de drain continue (excursions tension-courant plus importantes).

4.4.1.5 Synthèse du vieillissement à $V_{DS0} = 50\text{V}$, $T_C = 160^\circ\text{C}$

Le vieillissement accéléré en tension nominale a montré en globalité peu de variations, mis à part une baisse de gain linéaire pour un des trois composants. Le rendement en puissance ajoutée pour ce même composant a augmenté de 7.4% alors que sa compression a diminué d'environ 2.8 dB.

Le courant de grille en fonctionnement radio-fréquence a fortement augmenté pour deux composants sur trois (le troisième étant à compression moins importante, son courant n'était pas mesurable avec notre banc). Les diodes Schottky des composants n'ont pas vécu de fortes évolutions (peu de variations de Φ_b et n). Le courant de fuites en inverse a fortement baissé pour les trois transistors, les états d'interface des diodes ayant probablement été modifiés. La différence de comportement sous RF et en statique (mesures de diode) montre une différence de comportement de la grille entre le régime statique et dynamique.

Enfin, le courant de saturation des trois composants a diminué pendant le vieillissement à cause d'une baisse du maximum de g_m . Cette évolution est nettement plus visible au point de fonctionnement (-7V, 50V), lorsque les effets de *drain-lag* sont les plus présents. Cela suggère une augmentation de ces effets de piégeage, probablement une augmentation de leur densité ou l'apparition d'un nouveau piège.

4.4.2 Vieillissement à $V_{DS0} = 60\text{V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$

La suite de notre étude de fiabilité se consacre à un cas plus agressif : Lorsque $V_{DS0} = 60\text{V}$. Les effets du champ électrique seront naturellement plus intenses et les excursions de tension/courant seront plus importantes. Les trois composants A5, A10 et A7 ont vieilli selon ce profil pendant un temps similaire (le composant A10 a remplacé le transistor A6, après 43h de vieillissement). Ici encore, les évolutions des différents composants seront dissociées lorsque leur comportement sera différent.

4.4.2.1 Suivi des évolutions au cours du vieillissement

Les six composants étant vieillis simultanément, le comportement de la puissance d'entrée est similaire à celui présenté en figure 4.6. Comme nous pouvions nous y attendre, la puissance de sortie s'est plus dégradée par rapport au profil n°1 (figure 4.24). Puisqu'il faut prendre en considération la variation non négligeable de puissance d'entrée pendant le vieillissement, l'estimation de cette évolution se fera lors de la comparaison des mesures P_{IN} - P_{OUT} .

Les courants de drain moyen des transistors A5 et A10 diminuent avec le temps (figure 4.25). Les recouvrement visibles correspondent aux mesures de reprise (le décalage vers 1200h correspond aux 43h de retard pour le composant A10). Il est donc probable que cette baisse

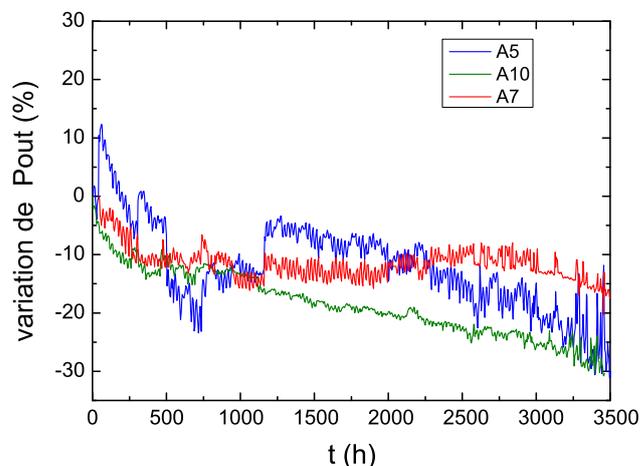


FIGURE 4.24 – Evolution de la puissance de sortie, vieillissement selon le profil n°2.

de courant soit due à des effets de piégeage. Ces décroissances ont été ajustées à l'aide d'exponentielles : Les constantes de temps de ces baisses se situent entre 140h et 450h. Le courant de drain moyen mesuré pour le composant A7 est extrêmement bruité, de la même manière que le composant A2. Il est possible qu'un problème de câble de mauvaise qualité soit à l'origine de ce bruit supplémentaire.

Le suivi du courant de grille pendant le vieillissement est lui aussi très bruité sur ce composant. Il présente cependant le courant le plus important (jusqu'à 3.7 mA). Sa diminution après 2000h de fonctionnement est directement corrélée avec la diminution de la puissance d'entrée. La composant étant moins compressé, les excursions de tension sur la diode du transistor feront passer moins de courant.

Les composants A5 et A10 ne présentent pas de courant de grille aussi important. En effet, ceux-ci sont compressés entre 2.6 et 3.7 dB, au contraire du transistor A7, compressé entre 4.6 et 5.8 dB (à la fin du vieillissement).

De la même manière que la section précédente, les variations de puissance, de gain et de rendement seront quantifiées à l'aide des mesures effectuées avant et après vieillissement.

4.4.2.2 Mesures de puissance RF avant et après vieillissement

Les évolutions de caractéristique $P_{IN}-P_{OUT}$ des composants soumis à ce profil de vieillissement confirment les soupçons émis lors de l'observation du suivi de puissance de sortie. En effet, la puissance diminue nettement sur tous les composants (figure 4.27). La courbe de puissance en compression semble être plus écrasée (signe d'une compression arrivant aux plus faibles puissances).

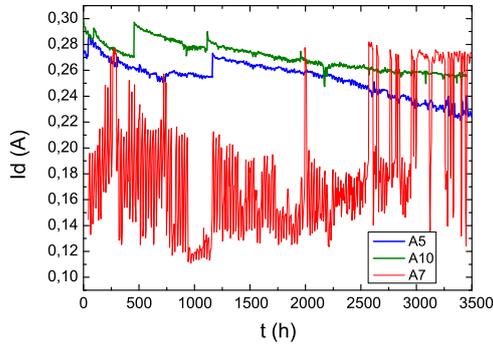


FIGURE 4.25 – Evolution du courant de drain moyen pendant le vieillissement selon le profil n°2.

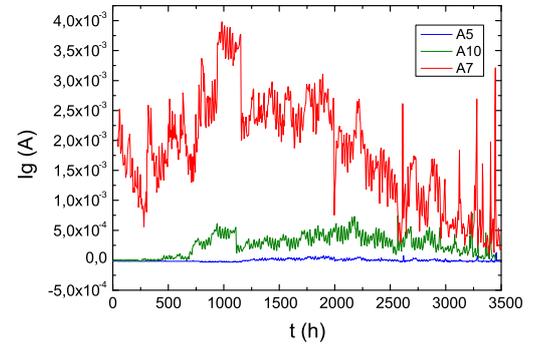


FIGURE 4.26 – Evolution du courant de grille moyen pendant le vieillissement selon le profil n°2.

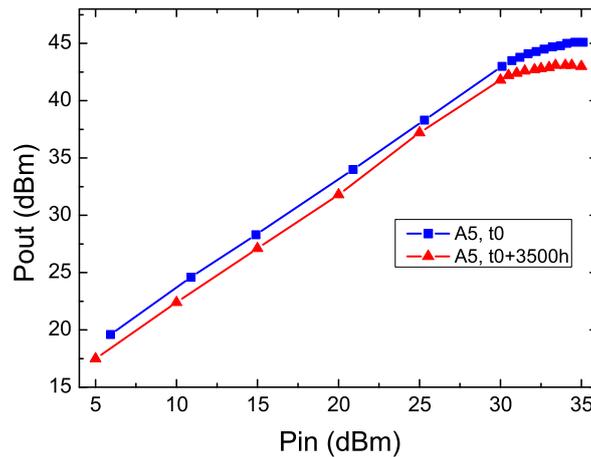


FIGURE 4.27 – Evolution de la caractéristique $P_{IN}-P_{OUT}$ du composant A5, soumis au profil n°2.

Les composants A5 et A10 montrent les baisses de gain les plus importantes ($\Delta G_{PS} \approx -1.5$ dB). L'augmentation de V_{DS0} jusqu'au maximum rating en fonctionnement réel est donc clairement peu conseillée. La baisse de gain est visible sur toute la plage de puissance mesurée. Cependant, la baisse de rendement n'est visible qu'à partir de 20 dBm. Cette baisse de puissance pourrait être due à une diminution de la tension de pincement et/ou de la transconductance, comme nous le verrons en figure 4.47 dans la section dédiée aux mesures électriques statiques pour ce profil de vieillissement.

L'évolution du courant de grille en fonctionnement RF reprend les mêmes tendances que

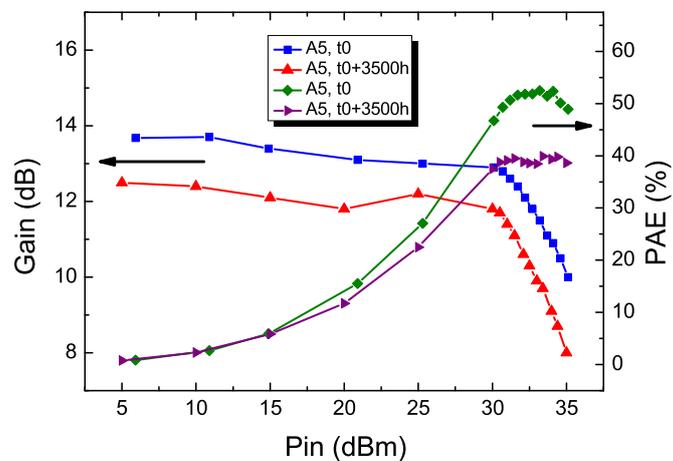


FIGURE 4.28 – Evolution du gain et du rendement pour le transistor A5 (profil de vieillissement n°2).

le profil n°1 (figure 4.29). La courbe se décale graduellement vers les faibles puissances. Ceci signifie donc que la diode se met à conduire à des puissances plus faibles.

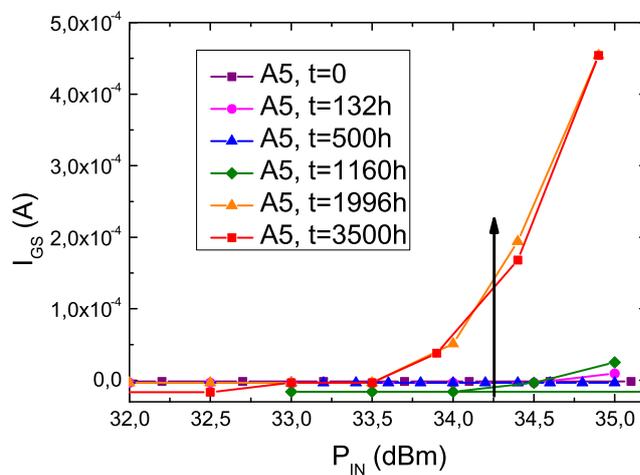


FIGURE 4.29 – Evolution du courant de grille moyen en fonctionnement RF pendant les mesures de reprise, composant A5.

De la même manière qu'à la section précédente, les résultats des évolutions des paramètres RF sont présentés dans les tableaux 4.7 et 4.8). Le composant A5 présente la baisse de

puissance de sortie la plus importante. Son gain a fortement baissé à la fois en petit signal mais aussi en compression, ce qui correspond à notre diminution de puissance de sortie. Les deux autres composants ne sont pas en reste, ce qui confirme l'aspect plus agressif de ce deuxième profil de vieillissement accéléré.

Composant	ΔP_{OUT} (dB)	ΔG_{PS} (dB)	ΔG_C (dB)	ΔI_{GC}
A5	-2.1	-1.3	-2	+0.45 mA
A10	-1.7	-1.6	-1.7	+0.89 mA
A7	-1.3	-0.3	-1.4	+ 2.51 mA

TABLE 4.7 – Résumé des évolutions des caractéristiques radiofréquences (P_{OUT} , gain et courant de grille en compression) pendant les mesures de reprise pour le profil n°2.

Composant	ΔPAE_{PS} (points)	ΔPAE_C (points)	$\Delta Comp$ à 35 dBm (dB)
A5	-3.42	-10.32	+1.13
A10	-3.4	-6.14	-0.02
A7	-3.28	-8.18	+1.16

TABLE 4.8 – Résumé des évolutions des caractéristiques radiofréquences (rendement et compression) pendant les mesures de reprise pour le profil n°2.

Outre ces variations de gain, de fortes évolutions de rendement se font sentir. En effet, la chute de rendement apparaît à partir de 20 dBm. Au départ aux alentours de -3 points en petit signal, la baisse de rendement atteint des valeurs entre -6 et -10 points (tableau 4.7). Dans sa globalité, la baisse de rendement est donc plus importante selon le profil n°2 que le profil n°1 (à la tension de drain nominale).

Le composant A10 ne voit pas sa compression évoluer, à l'inverse des transistors A5 et A7 présentant une augmentation autour de 1.14 dB. Les conditions de fonctionnement de ces composants empirent donc avec le temps, ce qui pourrait accélérer plus encore leur vieillissement.

4.4.2.3 Mesures de diode et évolution du *belly-shape* en vieillissement

L'étude des contacts Schottky lors de ce vieillissement présente quelques points d'intérêt : les diodes des composants A5 et A10 sont soumises au phénomène de *belly-shape* tandis que celle du composant A7 évolue fortement dans le temps.

Tout d'abord, l'évolution de la diode du composant A7 est présentée en figures 4.30 et 4.31. L'affaîssement de la caractéristique de la diode semble bien plus prononcé par rapport aux autres composants en vieillissement. Ce comportement se retrouve aussi en inverse. Le courant de fuites en inverse suit la même tendance que le profil n°1.

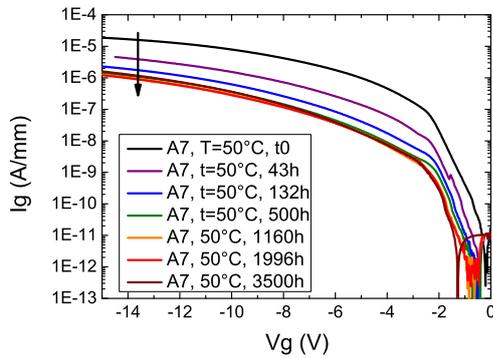


FIGURE 4.30 – Evolution de la caractéristique de grille en inverse du composant A7 (profil n°2).

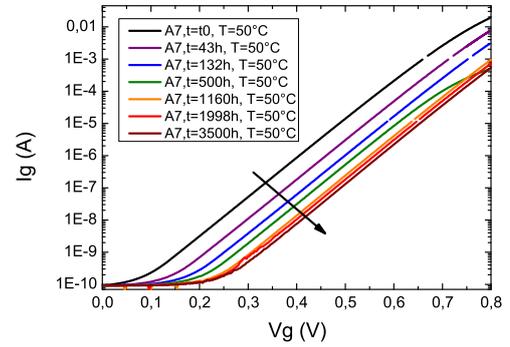


FIGURE 4.31 – Evolution de la caractéristique de grille en direct du composant A7 (profil n°2).

Lorsqu'on observe de plus près les évolutions de paramètres thermoioniques (figure 4.33 et 4.32), nous nous apercevons que la valeur de départ de la hauteur de barrière à t_0 était relativement basse par rapport à celle des autres composants (comme nous l'avons vu au chapitre 2). La forte augmentation de hauteur de barrière (+16.09%) permet à celle-ci de retrouver une valeur proche de la moyenne du lot de composants. Cette stabilisation qui pourrait s'apparenter à un "rodage" du composant s'effectue néanmoins sur une durée d'environ 1500h. Le coefficient d'idéalité, quant à lui, était déjà relativement bas (par rapport à la moyenne) et continue à diminuer faiblement dans la même proportion que les autres transistors (environ -2%).

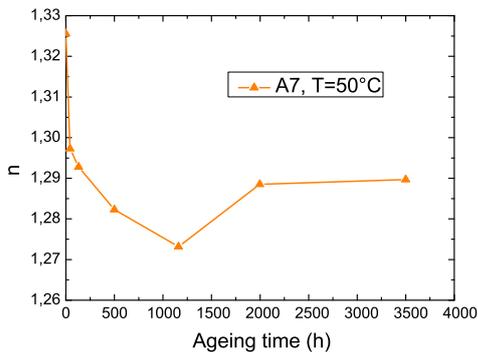


FIGURE 4.32 – Diminution du coefficient d'idéalité du composant A7 pendant le vieillissement.

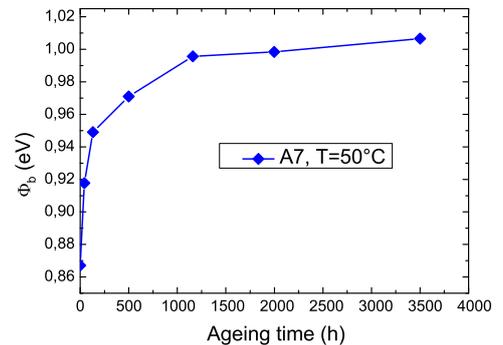


FIGURE 4.33 – Augmentation de la hauteur de barrière du composant A7 pendant le vieillissement.

De plus, l'écrantage de la tension d'inversion entre les caractéristiques directe et inverse évolue fortement avec le temps sur ce composant (figure 4.34). Jusqu'à 2000h, l'augmentation de l'effet semble suivre une loi logarithmique de la forme :

$$V_{GSinv} = -0.11 \cdot \ln(t - 11.53) \quad (4.3)$$

Le temps étant exprimé en heure et l'expression étant valable entre $t = 12\text{h}$ et $t = 2000\text{h}$. Le dernier point s'éloigne néanmoins de cette loi. La corrélation de cette évolution avec celle de la hauteur de barrière permettrait de supposer un éventuel lien entre ces deux évolutions (l'augmentation de hauteur de barrière suivant aussi une loi logarithmique). En effet, une augmentation de charges à l'interface Schottky se retrouverait en mesure de hauteur de barrière. De plus, cette forte augmentation (en valeur absolue) de la tension d'inversion est la plus importante de tous les composants sous test et se corrèle avec le plus fort accroissement de la hauteur de barrière, avec un ordre de grandeur différent (+518% pour la tension d'inversion et +16% pour la hauteur de barrière).

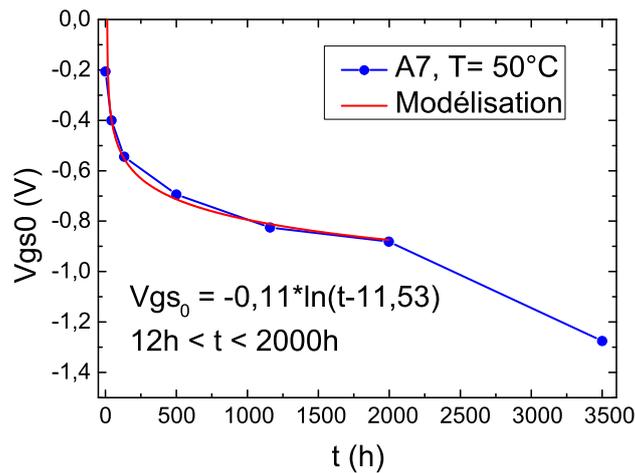


FIGURE 4.34 – Évolution du point d'inversion direct/inverse de la diode Schottky du transistor A7.

L'évolution du phénomène de *belly-shape* en vieillissement corrobore les résultats donnés par Brunel et. al [124] quant à son caractère imprévisible. En effet, sur les deux composants A5 et A10, les évolutions sont différentes. Afin de quantifier l'amplitude du *belly-shape* pour chaque composant, l'intégrale sous la caractéristique de diode (entre 0V et 0.5V ici, correspondant au domaine de présence du *belly-shape*) est calculée et soustraite par rapport à la surface sous la courbe "idéale" (figure 4.35).

Cette caractéristique "idéale" est calculée à partir des paramètres thermoïoniques extraits à chaque temps de vieillissement pour la partie supérieure. La partie basse est modélisée par

un courant tunnel de paramètres $I_t = 1.125 \times 10^{-11}$ A/mm, $E_0 = 1$ eV ainsi qu'une résistance série très élevée ($R_s = 10$ k Ω) afin d'aplatir la courbe. Cette modélisation n'est donc pas physique (valeurs très élevées de E_0 et R_s) mais permet de retrouver le comportement typique d'une courbe sans courant de fuites. L'écart par rapport à une caractéristique sans *belly-shape* est ainsi reporté en pourcentage d'écart à la courbe idéale.

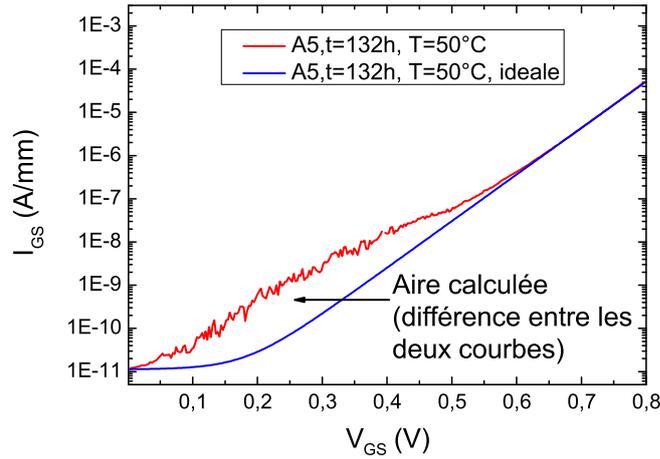


FIGURE 4.35 – Explication du calcul utilisé pour quantifier l'effet du *belly-shape*. L'intégrale sous la courbe mesurée est reportée en pourcentage par rapport à l'aire sous la courbe théorique.

Sur les caractéristiques de diode du composant A5, le *belly-shape* en inverse varie sans tendance nette tel que présenté en figure 4.36. En direct, son amplitude varie par intermittence (figure 4.37). De plus, les variations observées entre les courbes en direct et en inverse ne sont pas directement corrélées. En effet, le *belly-shape* semble avoir la même amplitude à 132h et à 1160h sur les courbes en direct tandis que l'effet ne se retrouve pas en inverse. Le sens de mesure reste le même entre les deux caractéristiques (V_{GS} décroissant) mais l'état initial est différent : En direct, la mesure débute en faisant passer du courant dans la diode ($V_{GS} = 0.8$ V) où il est possible de dépiéger les porteurs de charge tandis qu'en inverse, la mesure commence à $V_{GS} = 0$ V.

L'écart à la normale de l'inversion de caractéristique Schottky augmente en valeur absolue avec le vieillissement (+120%) entre -0.094 V et -0.206 V (état initial et final). Cependant, l'importance ou non de ce phénomène d'écrantage se corrèle avec l'apparition importante ou non de *belly-shape* pendant le vieillissement (figure 4.38). A 2000h, la tension d'écrantage se trouve néanmoins plus élevée (-0.65 V) malgré la présence du phénomène parasite. La dynamique générale des deux courbes reste cependant similaire. L'amplitude du *belly-shape* ayant

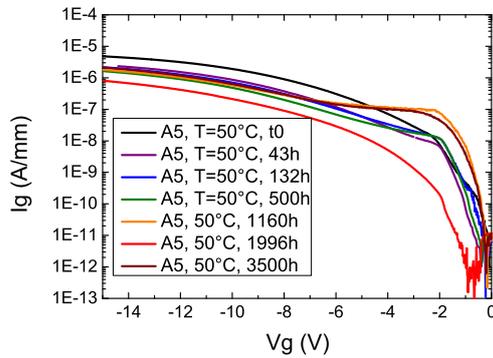


FIGURE 4.36 – Evolution du *belly-shape* en inverse pendant le vieillissement du transistor A5.

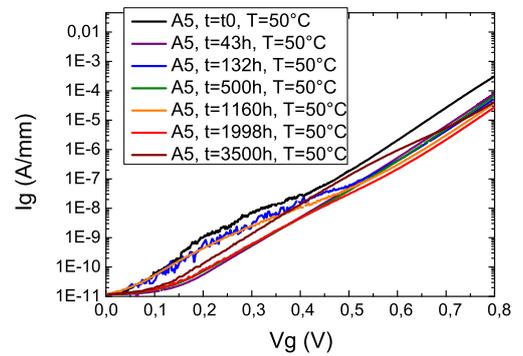


FIGURE 4.37 – Evolution du *belly-shape* en direct pendant le vieillissement du transistor A5.

cependant une tendance à augmenter avec le vieillissement, signe d'une probable augmentation de la densité de pièges sous la grille : Le niveau de courant de fuites reste globalement le même mais les paramètres thermoioniques ont évolué, ce qui diminue le courant de la diode "idéale" sans courant de fuites.

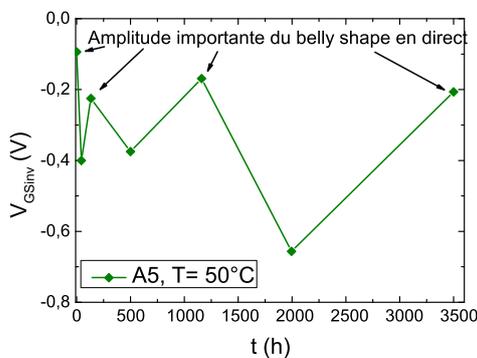


FIGURE 4.38 – Evolution de la tension d'inversion de la diode du transistor A5 pendant le vieillissement.

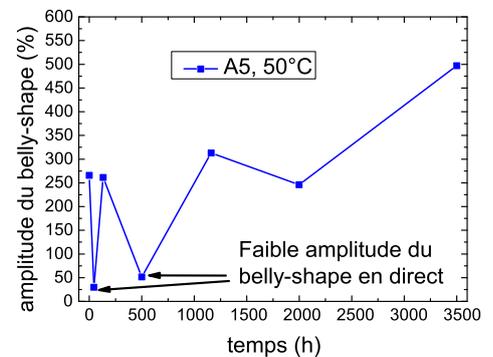


FIGURE 4.39 – Amplitude du *belly-shape* du composant A5 pendant le vieillissement.

L'évolution du *belly-shape* sur le composant A10 est ici aussi imprévisible. Cette fois son comportement (amplitude) est corrélé entre les caractéristiques en inverse et en direct (figures 4.40 et 4.41). L'effet apparaît en mesure de reprise à 500h pour augmenter au fur et à mesure du temps.

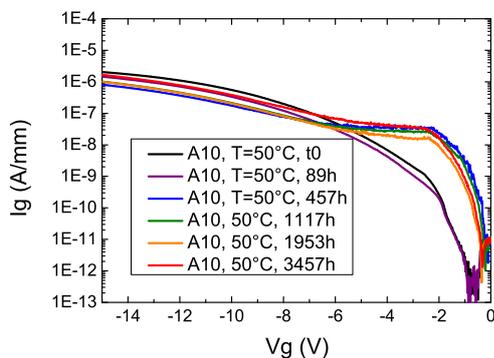


FIGURE 4.40 – Evolution du *belly-shape* en inverse pendant le vieillissement du transistor A10.

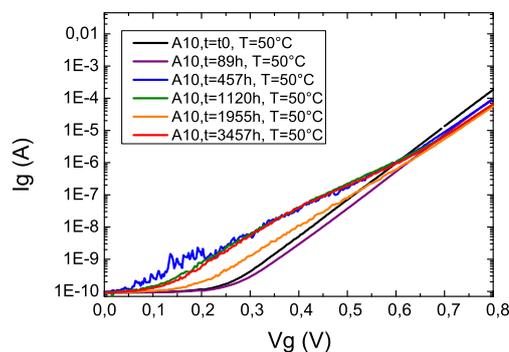


FIGURE 4.41 – Evolution du *belly-shape* en direct pendant le vieillissement du transistor A10.

L'écrantage de la tension d'inversion entre les deux caractéristiques (directe et inverse) est moins marqué au bout de 500h, ce qui est corrélé avec l'apparition du *belly-shape* sur ce composant (A10). Mis à part à 500h (la courbe est légèrement bruitée pour ce temps-ci à et endroit), les différentes évolutions de cette tension se recourent avec l'amplitude du *belly-shape* observé en direct (figure 4.42).

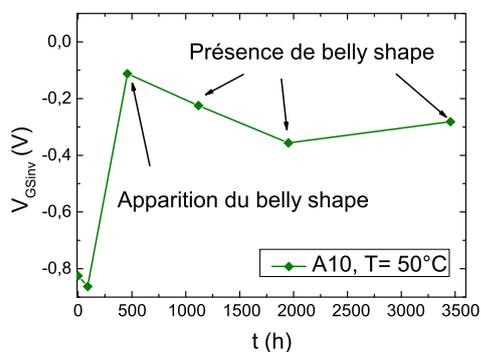


FIGURE 4.42 – Evolution de la tension d'inversion de la diode du transistor A10 pendant le vieillissement.

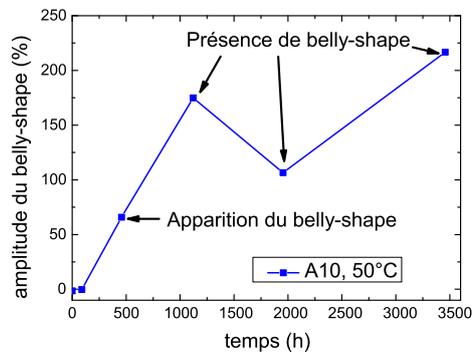


FIGURE 4.43 – Amplitude du *belly-shape* du composant A10 pendant le vieillissement.

(intégrale sous la courbe de 0V à 0,6V normalisée par rapport à une courbe sans *belly-shape*).

Cela semble supposer qu'il y aurait un lien entre ces deux phénomènes (décalage de la tension d'inversion et *belly-shape*). Il est probable qu'une partie de la quantité de charges

stockée sous la grille du composant soit évacuée à l'aide du courant de fuites lors des mesures de diode présentant un *belly-shape*.

Les variations de paramètres thermoïoniques pour ces trois composants sont synthétisées dans le tableau 4.9. Les composants A5 et A10 ne présentent qu'une faible variation de hauteur de barrière, au contraire du transistor A7 (qui récupère une SBH proche de notre valeur moyenne) dont le coefficient d'idéalité diminue légèrement.

L'effet du *belly-shape* se retrouve dans les valeurs de coefficient d'idéalité des composants A5 et A10 (environ 1.4 alors que la moyenne des composants sans *belly-shape* se situe autour de 1.3 - 1.35). Les paramètres thermoïoniques ne montrent cependant pas d'évolution particulière lors du vieillissement tandis que la hauteur de barrière du composant A7 se rapproche de la moyenne du lot de composants, ce qui peut s'apparenter à une stabilisation de ce transistor. Enfin, le courant de fuites de grille diminue pour les trois composants, plus particulièrement pour les composants A5 et A7.

Composant	$\Delta\Phi_b$ (%)	Δn (%)	ΔI_{Gleak} (%)
A5	+4.21	+2.76	-127.22
A10	+1	+2.19	-18.4
A7	+16.09	-2.27	-91.48

TABLE 4.9 – Résumé des évolutions des jonctions Schottky des HEMTs en vieillissement selon le profil de vieillissement n°2.

4.4.2.4 Mesures IV pulsé

Les mesures IV pulsé permettent de mettre en évidence de très fortes diminutions de courant de drain. Les mesures sur le composant A5, où l'effet y est le plus intense sont présentées en figures (4.44 et 4.45). Cette fois, même au point de repos (0V, 0V) les variations de transconductance et de courant de saturation sont très intenses. Lorsque l'on fait intervenir les pièges, l'effet est encore plus délétère (chute de 38% environ).

Les pentes de réseaux entrée/sortie sont l'endroit le plus impacté par le vieillissement (signe d'une évolution de la transconductance). Lors des mesures à (-7V, 50V), la courbe à 2000h se retrouve étrangement au-dessus des autres. Cependant, nous retrouvons bien la bonne tendance à 3500h (la mesure à 3500h étant reproductible).

En effectuant l'extraction de la transconductance, nous retrouvons le même comportement que le premier profil de vieillissement, tout en ayant une amplitude de l'effet bien plus élevée (figure 4.47). Nous retrouvons bien évidemment notre point étrange à 2000h au point de fonctionnement (-7V, 50V).

En résumant ces données dans les tableaux 4.10 et 4.11, nous pouvons affirmer que les composants A5 et A10 ont le plus vieillis (baisse d' I_{DSS} de plus de 10%). L'effet est accentué au point de fonctionnement (-7V, 50V). Ces composants doivent donc retenir notre

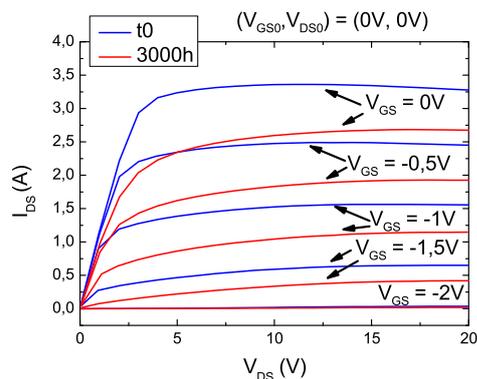


FIGURE 4.44 – Réseau IV pulsé avant et après vieillissement, composant A5 (profil n°2) au point de repos (0V, 0V).

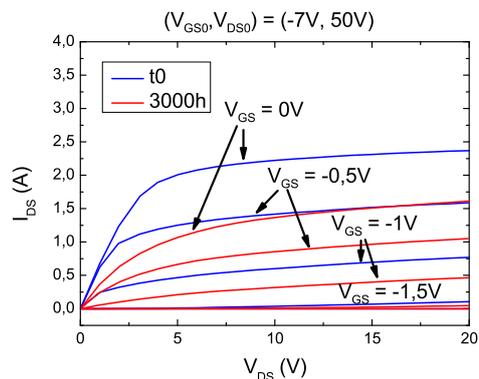


FIGURE 4.45 – Réseau IV pulsé avant et après vieillissement, composant A5 (profil n°2) au point de repos (-7V, 50V).

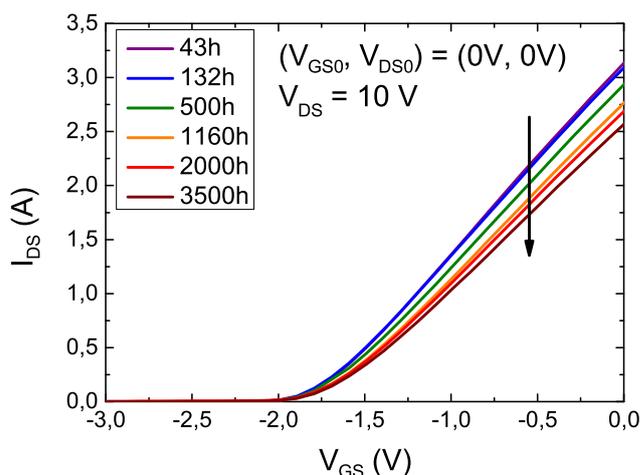


FIGURE 4.46 – Mesures de réseaux entrée-sortie, composant A5 (profil n°2) au point de repos (0V, 0V).

attention pour des mesures complémentaires. Le composant A7 a cependant moins évolué. Ces diminutions de courant se trouvent dans la moyenne du profil n°1. Ces diminutions de transconductance vont donc affaiblir les excursions I_{DS}/V_{DS} , ce qui explique par la suite les baisses de puissance de sortie (et donc de gain) mesurées après vieillissement.

Les variations de maximum de transconductance traduisent elles-aussi ces modifications. La mesure de transconductance à (-7V, 0V) pour le composant A10 montre bien que l'effet du

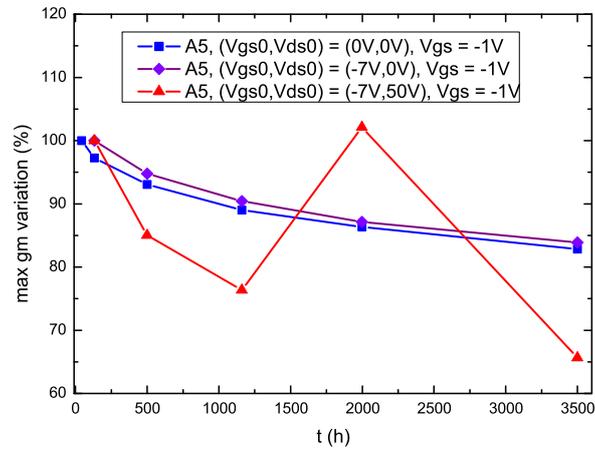


FIGURE 4.47 – Extraction du maximum de transconductance pour le composant A5 (profil n°2).

Composant	ΔI_{DSS} à (0V, 0V) (%)	ΔI_{DSS} à (-7V, 50V) (%)
A5	-29.41	-38.44
A10	-11.99	-33.79
A7	-2.87	-6.53

TABLE 4.10 – Évolution du courant de saturation selon le profil de vieillissement n°2.

gate-lag reste minoritaire par rapport au *drain-lag*, le dernier point de fonctionnement faisant intervenir les deux effets (-7V, 50V). Ici aussi, le transistor A7 montre moins de variations, qui rentrent dans la moyenne du profil de vieillissement n°1. Bien que les composants A5 et A10 aient le plus évolués, la présence du *belly-shape* n'est pas nécessairement la cause de ce fort vieillissement. Afin de statuer sur un éventuel effet, des mesures complémentaires sont nécessaires. Enfin, la position en tension de grille du maximum de transconductance entre les différents points de polarisation n'a pas évolué pendant le vieillissement.

La diminution du maximum de transconductance est donc bien liée à la tension de polarisation (puisque les évolutions sont plus intenses qu'au profil n°1 à $V_{DS0} = 50V$). La dégradation observée semble donc être d'origine électrique.

Le vieillissement des composants A5 et A10 a été arrêté et ceux-ci ont été laissés au repos pendant 800h. Une mesure IV pulsé a ensuite été effectuée afin de voir un éventuel recouvrement partiel - ou total - de leurs caractéristiques (figure 4.48). Un léger recouvrement de la transconductance est visible à (-7V, 50V) (gain d'environ 3 points, la diminution de

Composant	$\Delta g_{m,max}$ à (0V, 0V) (%)	$\Delta g_{m,max}$ à (-7V, 0V) (%)	$\Delta g_{m,max}$ à (-7V, 50V) (%)
A5	-19.5	-14	-33
A10	-13.5	-22	-31
A7	-7	-8.6	-17.5

TABLE 4.11 – Évolution du maximum de transconductance selon le profil de vieillissement n°2.

transconductance étant de 29.5%) pour le composant A5. Le recouvrement du maximum de g_m au point (0V,0V) est quant à lui très faible (0.14 %). La plus forte dégradation vue à (-7V, 50V) semble donc - en partie au moins - réversible, probablement à cause des phénomènes de pièges. L'absence de recouvrement au point (0V, 0V) a tendance à montrer la contribution irréversible de la dégradation (bien que les phénomènes de pièges soient toujours présents, en plus faible importance à ce point de repos).

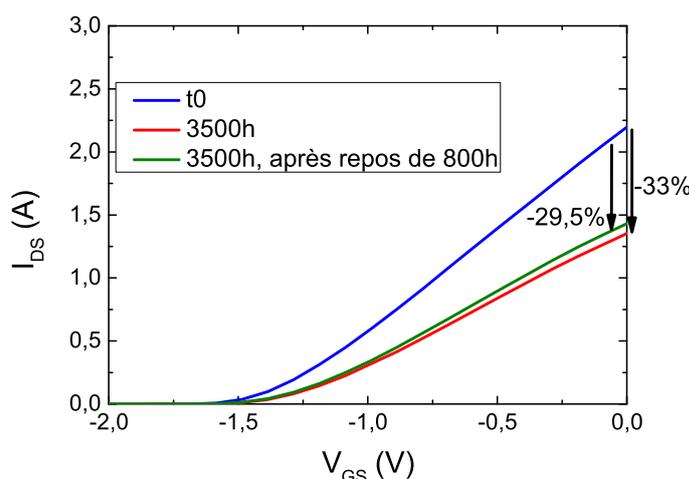


FIGURE 4.48 – Réseau d'entrée-sortie à t0, 3500h de vieillissement et après 800h de repos du composant A5, point de repos (-7V, 50V).

De la même manière, le composant A10 présente un faible recouvrement de son maximum de transconductance après un repos de 800h : 2 points de variation à (0V, 0V) et 4.7 points à (-7V, 50V). Lorsque l'on attend 2000h après la fin du vieillissement, ce recouvrement reste néanmoins constant.

Afin d'obtenir plus d'informations avant l'analyse physique, des mesures A-DCTS ont été menées sur les composants A5 et A10 par A-DCTS afin de caractériser leur état de pièges finaux.

4.4.2.5 Mesures de pièges par A-DCTS sur un composant vieilli

L'état des pièges au sein des composants A5 et A10 ont été mesurés après vieillissement. Les énergies d'activation des pièges mesurés (de quelques ms à 900s environ) ne semblent pas modifiées pendant le vieillissement (figures 4.49, 4.50 et 4.51).

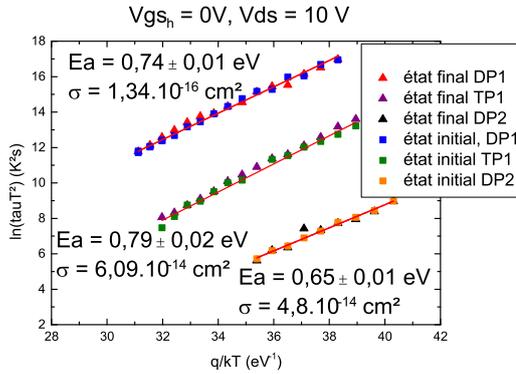


FIGURE 4.49 – Comparaison de l'état de pièges entre l'état initial et l'état final, $V_{GSh} = 0V$ et $V_{DS} = 10V$.

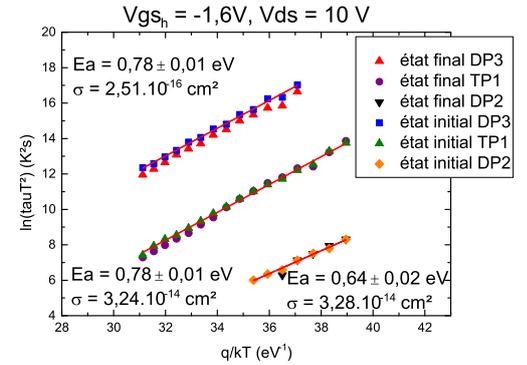


FIGURE 4.50 – Comparaison de l'état de pièges entre l'état initial et l'état final, $V_{GSh} = -1,9V$ et $V_{DS} = 10V$.

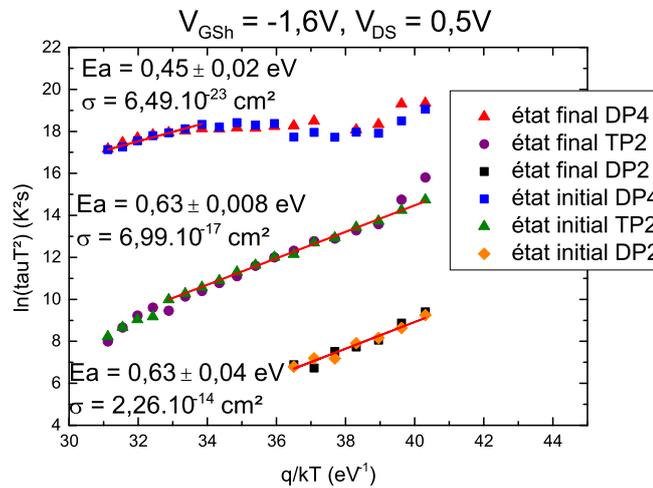


FIGURE 4.51 – Comparaison de l'état de pièges entre l'état initial et l'état final, $V_{GSh} = -1,9V$ et $V_{DS} = 0,5V$.

Ces mesures par A-DCTS ont néanmoins montré une accentuation des phénomènes de pièges au cours du temps. Différents transitoires ont été normalisés pour pouvoir comparer

les amplitudes associées à chaque groupe d'exponentielles. La figure 4.52 permet de mettre en évidence les différences d'amplitudes observées avant/après vieillissement.

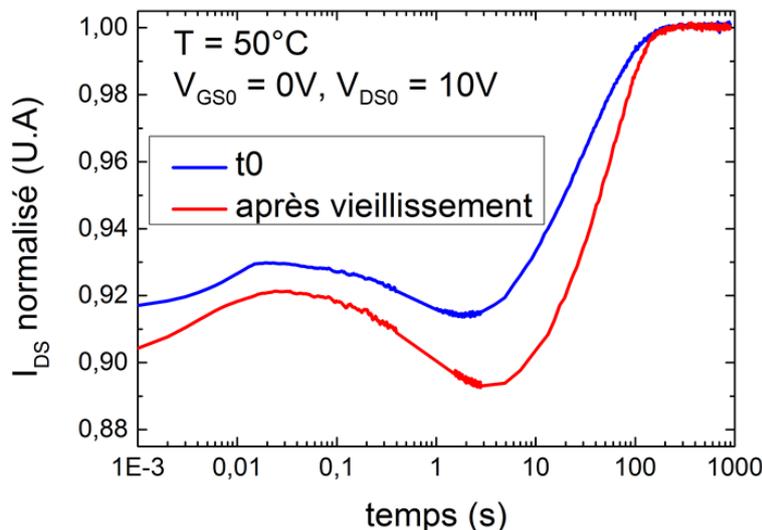


FIGURE 4.52 – Comparaison de deux transitoires entre l'état initial et l'état final à 50°C, protocole de mesure $V_{GS} = 0V$ et $V_{DS} = 10V$.

Ces différences ont été extraites pour trois températures différentes (tableau 4.12) pour le premier protocole ($V_{GS} = 0V$ et $V_{DS} = 10V$). Les variations d'amplitude associées à DP1 ne sont pas significatives car différentes selon les températures entre l'état initial et l'état final. Une augmentation de 50 à 80% de l'amplitude associée à TP1 est observée. De même, le piège DP2 semble être plus marqué (entre +16 et +30%). Ces variations d'amplitude traduisent une variation de la densité de pièges. Cependant, leur localisation étant délicate, le calcul de leur densité est soumis à forte caution (comme nous l'avons vu à la fin du troisième chapitre). La prudence étant de mise, la principale conclusion sur ces résultats consiste à dire qu'il y a une augmentation de la densité de pièges, notamment TP1 et DP2.

Température	Variation d'amplitude de DP1 (%)	Variation d'amplitude de TP1 (%)	Variation d'amplitude de DP2 (%)
25°C	+8	+53	+17
50°C	-5.5	+77	+27
80°C	-28	+82	+21.5

TABLE 4.12 – Évolution des amplitudes associées aux pièges dans les transitoires à trois températures différentes, protocole de mesure $V_{GS} = 0V$ et $V_{DS} = 10V$.

La quantification des évolutions de densités de pièges est délicate lorsque la mesure n'atteint pas un temps équivalent à 5τ par rapport à la plus grande constante de temps, ce qui peut être très supérieur à 1000s et donc augmente fortement le nombre de points de mesure. En effet, la normalisation des transitoires pour ce traitement est effectuée à partir du courant final. Pour le protocole de mesure à $V_{GS_h} = -1.9V$ et $V_{DS} = 10V$ et à $25^\circ C$, cette saturation du transitoire n'est pas atteinte en 1000s. La normalisation est donc effectuée à partir de la valeur estimée de courant final. De la même manière qu'à $V_{GS_h} = 0V$, la plus grande variation pendant le vieillissement reviens au piège TP1 (tableau 4.13). Sa densité augmente très fortement (bien que cette évolution dépende nettement de la température, de +32 à +300%). Le piège DP2 varie aussi de la même manière, ce qui confirme les résultats du protocole précédent. Enfin, les variations d'amplitude de DP3 sont considérées comme non significatives puisque non cohérentes entre elles (augmentation ou diminution).

Température	Variation d'amplitude de DP3 (%)	Variation d'amplitude de TP1 (%)	Variation d'amplitude de DP2 (%)
25°C	-25	+300	+161
50°C	+30	+160	+30
80°C	+12	+32	/ (constante trop courte)

TABLE 4.13 – Évolution des amplitudes associées aux pièges dans les transitoires à trois températures différentes, protocole de mesure $V_{GS_h} = -1.9V$ et $V_{DS} = 10V$.

Enfin, les résultats donnés par le protocole à $V_{GS_h} = -1.9V$ et $V_{DS} = 0.5V$ n'ont pas montré de réelle variation d'amplitude par rapport à l'état initial, mis à part une augmentation de la densité de DP2 d'environ 35%. La nature très longue des transitoires obtenus ne facilite pas non plus le traitement des données (comme nous l'avons vu lors des mesures au troisième chapitre sur la figure 3.34).

L'état de piégeage dans les transistors a donc évolué pendant le vieillissement. Aucun nouveau piège n'a été extrait mais l'amplitude des défauts TP1 et DP2 dans les transitoires a notablement évolué : Environ +50% et +30% respectivement, avec des variations selon les protocoles de mesure. Les autres pièges DP1, DP3, DP4 et TP2 n'ont pas montré de variations claires aux trois températures sélectionnées par rapport à l'état initial. Cette évolutions d'amplitude sont associées à un changement de densité des pièges considérés. Ceci pourrait expliquer l'évolution de la transconductance en vieillissement, en particulier la forte diminution au point de repos ($V_{GS_0}, V_{DS_0} = (-7V, 50V)$). Puisque les pièges dont la densité a augmenté sont présents lorsque la tension de drain se situe dans la zone saturée (TP1 en particulier), il est possible que cette diminution de gm soit due à ces variations d'état de piégeage. Il est aussi probable que des pièges ayant des constantes de temps trop courtes pour la A-DCTS ($\tau < 1ms$) aient aussi vu leur densité augmenter et participeraient à cette baisse de gm .

4.4.2.6 Synthèse du vieillissement à $V_{DS0}=60\text{V}$, $T_C=150^\circ\text{C}$

Le vieillissement accéléré à tension de drain de repos au *maximum rating* confirme la criticité de ce paramètre. La puissance de sortie a diminué de 1 à 2 dB tandis que les rendements des amplificateurs ont chuté de 6 à 10%. Des mesures de paramètres S ont bien montré la stabilité des impédances présentées au composant pendant le vieillissement, ce qui confirme que les dégradations proviennent bien du transistor.

Pour deux composants sur trois, les paramètres thermoïoniques ne montrent pas d'évolution significative, malgré la présence de *belly-shape*. Le comportement de ce phénomène parasite confirme les observations vues dans la littérature quant à son caractère imprévisible. Le dernier composant présente une forte augmentation de hauteur de barrière. Cependant, cette valeur se rapproche de la moyenne du lot de composant avec le temps et peut donc potentiellement s'apparenter à un phénomène de stabilisation de la grille (d'une durée d'environ 1500h). Les évolutions de tension d'inversion entre les caractéristiques directe et inverse sont corrélées avec l'amplitude du *belly-shape*, que ce soit une apparition soudaine au bout de 500h (A10) ou une présence par intermittence (A5). Cela laisse supposer que la charge stockée sous la grille est évacuée lors des mesures présentant un *belly-shape*. Puisque la tension de pincement ne semble pas évoluer (c'est la transconductance qui est particulièrement modifiée), il semble que la couche de platine remplisse bien son rôle de barrière de diffusion. Cette hypothèse est soutenue par la faible évolution des paramètres thermoïoniques puisqu'une éventuelle diffusion d'or sous le nickel aurait pour conséquence une modification tangible de V_P ainsi que Φ_b et n .

Les mesures IV pulsé ont montré une forte diminution du maximum de transconductance, corrélée avec l'augmentation de la tension de drain de repos (par rapport au profil n°1). Cet effet est plus important au point de repos faisant intervenir le phénomène de drain-lag : $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7\text{V}, 50\text{V})$ par rapport aux deux autres points de repos $(0\text{V}, 0\text{V})$ et $(-7\text{V}, 0\text{V})$. Ceci explique la baisse d' I_{DSS} de l'ordre de 10 à 30 % selon les composants.

Les mesures de pièges effectuées sur les composants vieillis n'ont pas montré de différence d'énergie d'activation. La densité de pièges a néanmoins augmenté pour les pièges DP2 et TP1 : respectivement +30% et +50%. Les autres pièges DP1, DP3, DP4 et TP2 ne présentent pas de tendance claire avec la température par rapport à l'état initial. Ces évolutions de densité de pièges peuvent expliquer la forte diminution de transconductance, en particulier lors des mesures IV-pulsé à $(V_{GS0}, V_{DS0}) = (-7\text{V}, 50\text{V})$. Il est aussi probable que la densité de pièges courts non observables par A-DCTS ait évolué, ce qui peut aussi avoir un impact sur les performances dégradées des transistors (g_m, I_{DSS}, \dots).

4.4.3 Synthèse et hypothèses sur le vieillissement du GH50

Nous avons vu que le premier profil de vieillissement (à tension de drain nominale) ne présente pas de variation importante de gain et de rendement pour deux composants sur trois. A l'inverse, le deuxième test implique une diminution de 1 à 2 dB de puissance de sortie ainsi

qu'une chute de rendement de l'ordre de 6 à 10%. Le courant de grille en fonctionnement radio-fréquence a fortement augmenté tandis que le courant de fuite de grille en inverse a diminué.

Le profil de vieillissement à tension de drain nominale n'a pas apporté de fortes diminutions de courant de drain saturé (ni de transconductance), mis à part au point de fonctionnement (-7V, 50V), ce qui suggère un effet de piégeage accru. L'absence de variation importante au point de fonctionnement (-7V, 0V) par rapport à (0V, 0V) montre que cette baisse de transconductance est induite particulièrement par les effets de *drain-lag* et non de *gate-lag*. Le deuxième profil de vieillissement est lui nettement plus agressif sur les composants : Les baisses de transconductance sont bien plus importantes. L'effet est marqué, même au point de repos faisant le moins intervenir les pièges (0V, 0V). Le faible recouvrement de courant de drain après un repos de 800h et 2000h suggère que la grande partie de la dégradation serait irréversible.

L'état de la grille Schottky semble stable puisque les paramètres thermoïoniques des diodes n'ont pas évolué fortement. Puisque la tension de pincement n'a pas non plus évolué, la couche de platine semble jouer son rôle de barrière de diffusion entre l'or et le nickel. Le courant de fuite en inverse tends à diminuer avec le temps. Deux composants ont présenté le phénomène de *belly shape*, dont le comportement est relié à un courant de fuites assisté par pièges. Le décalage de la tension d'inversion des diodes semble lié avec l'apparition du *belly shape*. Il est probable que la densité de charges stockée sous la grille (responsable de ce décalage de V_{GSinv}) soit d'une certaine manière évacuée lorsque le courant de fuites est présent.

Enfin, les mesures de pièges effectuées sur des composants vieillis n'ont pas montré de variation d'énergie d'activation dans la gamme temporelle (1 ms - 1000s) et dans la gamme de température (15°C - 100°C). Les amplitudes associées aux pièges dans les transitoires sont cependant accrues, notamment pour les pièges DP2 et TP1. Ces variations d'amplitudes démontrent une augmentation de la densité des pièges DP2 et TP1, visibles aux différents protocoles de mesures les faisant apparaître. Les autres pièges DP1, DP3, DP4 et TP2 ne montrent pas de variation cohérente avec la température par rapport à l'état initial. Cette évolution de la densité de pièges peut être reliée à la baisse de g_m puisque celle-ci est plus importante en IV pulsé au point de repos (-7V, 50V). Il est aussi possible que d'autres pièges plus courts (non mesurables par A-DCTS) participent à cette baisse de transconductance.

L'augmentation de la densité de ces pièges est potentiellement due aux fortes excursions courant/tension en particulier lorsque la tension de drain est élevée (60V). Les électrons passant dans le canal pourront être accélérés et former des pièges dans les couches d'AlGaIn et de GaN, proche du canal (figure 4.53).

Ces défauts (lacunes d'atomes par exemple) vont piéger des charges et modifier localement les densités surfaciques de charges liés à la piezoélectricité dans le composant. Ceci va donc contribuer à l'affaiblissement du canal de manière localisée car les charges en regard seront modifiées. Le courant total sera donc réduit, ce qui se retrouve dans la diminution de g_m .

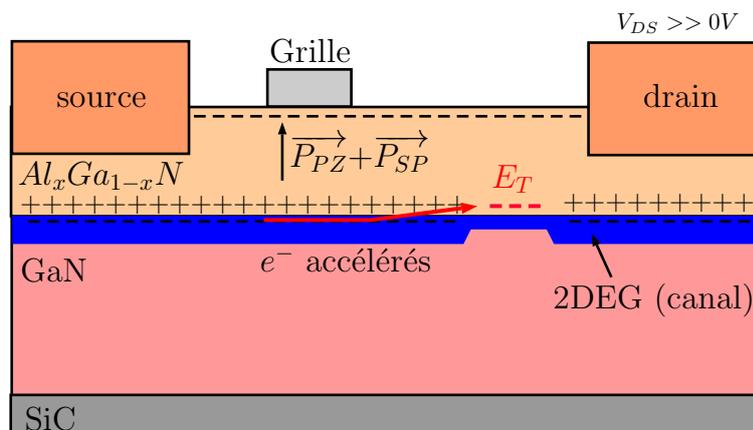


FIGURE 4.53 – Hypothèse sur les évolutions des pièges dans les composants vieillis à 60V : injection d'électrons chauds dans les couches de matériaux pour former des pièges.

4.5 Analyse non destructive d'un composant dégradé

Les mesures électriques ont fourni des informations sur l'état des transistors après vieillissement. Il s'agit à présent de continuer ces investigations par analyse non destructive (vis à vis du transistor) afin de localiser d'éventuels défauts localisés. Pour cela, un transistor vieilli sera comparé avec un composant neuf à l'aide de mesures en émission de photons.

4.5.1 Principe du microscope à émission de photons

La microscopie à émission de photons (PEM) est une technique de localisation de défauts non destructive abondamment utilisée pour les dispositifs à semi-conducteurs [169]. Cette technique permet d'observer de très faibles quantités de photons générés par la surface active d'un composant en fonctionnement. En comparant la signature d'un composant neuf et d'un composant dégradé, il est ainsi possible de localiser d'éventuels défauts (apparition/absence de lumière en un point spécifique par exemple). Cette technique permet donc de localiser un point d'intérêt mais ne permet pas d'expliquer un éventuel phénomène de dégradation. Cette technique permet d'investiguer les défauts de composants jusqu'à l'échelle du micromètre (résolution en longueur d'onde limitée au proche infrarouge et au visible) et a notamment fait ses preuves sur les HEMTs GaN [170, 171].

Lorsque le courant traverse le composant, les mécanismes de génération - recombinaison des paires électrons-trous vont produire des photons qui seront par la suite détectés par le microscope. Ce comportement peut être accru en présence de défauts (dislocation, jonction en avalanche, contact Schottky imparfait, etc...). Le champ électrique sera donc un élément important permettant d'augmenter la quantité de photons générés. Le courant électrique est un deuxième paramètre augmentant la quantité de photons détectables. Cependant, lors d'une mesure en face arrière l'évacuation des calories est bien plus délicate : La conduction thermique ne peut plus s'effectuer via le substrat vers le boîtier. C'est donc la substance qui

maintient le composant (généralement de la résine thermoplastique) qui va recevoir la chaleur libérée, ce qui peut mener à la fonte de celle-ci. Les analyses en champ électrique sont donc relativement conseillées lors de mesures en face arrière.

Dans le cas des HEMTs AlGa_N/Ga_N, les mécanismes de génération de photons n'ont pas uniquement lieu entre la bande de conduction et la bande de valence du semi-conducteur. En effet, les niveaux profonds tels que les pièges peuvent amener des recombinaisons supplémentaires à des énergies précises. Dans ce cas, l'analyse spectrale du signal émis permettra de discriminer les défauts/points d'intérêt entre eux [172].

Le microscope *HAMAMATSU PHEMOS 1000* utilisé au laboratoire GPM est constitué d'un microscope optique classique doté d'un détecteur de photons très sensible et d'un table sous pointes, le tout étant placé dans une chambre noire (afin d'isoler optiquement l'ensemble du matériel). Le microscope possède quatre optiques (x5, x20, x50 et x100) tandis que le détecteur est une caméra Si-CCD refroidie à -70°C afin de limiter son bruit thermique intrinsèque avec une résolution de 1024x1024 pixels.

Les défauts observés en photo-émission peuvent être étendus sur toute une zone de la surface active du composant ou être ponctuels et apparaître sous forme de spots (d'environ un micromètre de diamètre). Ce dernier cas est plus souvent observé sur les transistors. Les composants ne pouvant pas être analysés par cette technique avant vieillissement (nécessité d'ouvrir le boîtier), il est nécessaire d'obtenir un état initial avec un composant vierge. La mesure de photo-émission sera donc un moyen de comparaison global entre un état "neuf" et un "état dégradé".

4.5.2 Analyse d'un composant dégradé par émission de photons

Les ponts de source et le *field-plate* masquant la structure active du composant, un composant vieilli a été ouvert en face arrière afin de l'observer en photo-émission. Afin de procéder à cette ouverture, le capot en céramique est d'abord retiré comme nous l'avons vu au chapitre 2 (figure 2.4). De la résine thermoplastique est coulée sur la puce et celle-ci est ensuite placée dans un porte-échantillon de manière à former une pastille de résine.

L'échantillon est ensuite poli manuellement par la face arrière afin de retirer l'embase du boîtier ainsi que la brasure du transistor, jusqu'à l'apparition de la puce. Le SiC étant transparent aux longueurs d'ondes visibles à cette épaisseur (100 μm), il n'est pas nécessaire de l'amincir afin de voir la surface active avec un microscope (figure 4.54). Le composant est ensuite polarisé à travers les pattes du boîtier restantes (les fils de *bonding* restent intacts) ainsi qu'un via de source à l'aide de pointes, à l'intérieur du microscope à émission de photons.

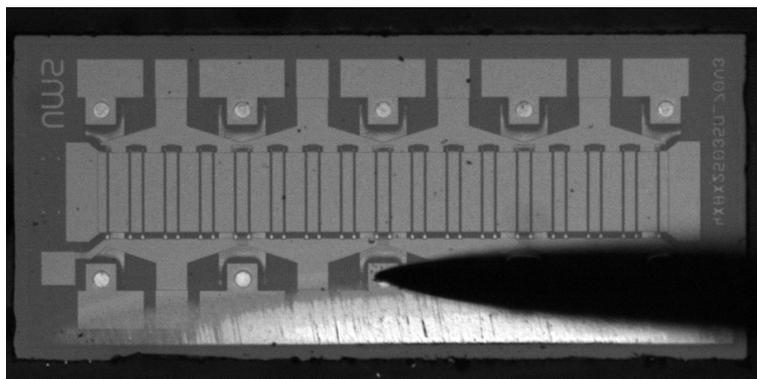


FIGURE 4.54 – Observation d'un composant vieilli en face arrière, sous pointes et sans polarisation. (transistor A2)

4.5.2.1 Mesures de photo-émission en mode transistor

L'ouverture face arrière ne permettant pas de chauffer le transistor (donc de dissiper une trop forte puissance), les mesures ont été effectuées sous champ afin de détecter suffisamment de photons. Le premier protocole de mesure s'effectue donc en mode transistor : La grille est polarisée à $V_{GS} = -7V$ et le drain à $V_{DS} = 30V$. Le courant I_{DS} est donc extrêmement faible puisque le transistor est fortement pincé (courant de quelques μA). La comparaison entre un composant neuf et un composant vieilli est présentée en figures 4.55 et 4.56.

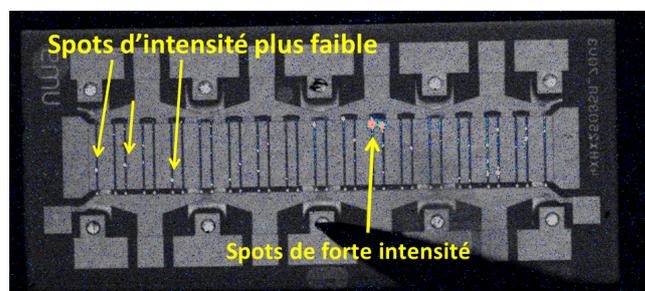


FIGURE 4.55 – Vue générale d'un composant neuf en photo-émission en mode transistor : $(V_{GS}, V_{DS}) = (-7V, 30V)$.

Le composant neuf présente de l'émission le long des doigts de grille, comme nous pouvions nous y attendre (passage du courant). Il présente néanmoins des spots de plus forte intensité visibles le long de ces doigts. Cette signature a aussi été observée par Brunel et. al. sur une technologie GH25 d'UMS ($0.25 \mu m$ de longueur de grille) [124]. Le transistor vieilli montre aussi ce type de signature à des intensités plus faibles. Il semble dans un premier temps que le nombre de spots soit plus faible sur le composant vieilli.

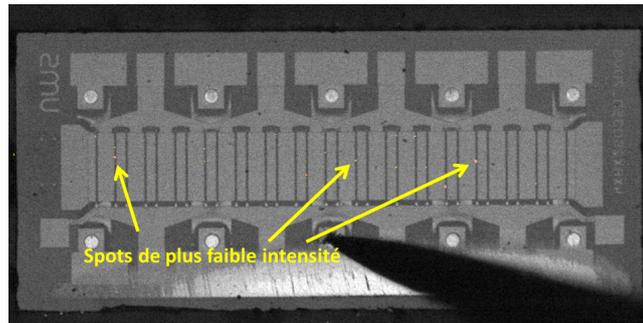


FIGURE 4.56 – Vue générale d'un composant dégradé en photo-émission en mode transistor : $(V_{GS}, V_{DS}) = (-7V, 30V)$

Afin de vérifier cette hypothèse, la polarisation de drain a été augmentée jusqu'à $V_{DS} = 50V$ afin d'observer plus de signal. Le nombre de spots augmente ainsi considérablement avec leur intensité (figure 4.57) pour coïncider globalement avec la signature d'un composant neuf. La signature des composants vieillis semble donc montrer seulement une réduction d'intensité.

L'intensité de lumière relative aux spots est naturellement augmentée par le champ électrique et par le courant, même faible. La variation d'intensité lumineuse après vieillissement est donc probablement due à la diminution du courant de grille en inverse (figure 4.16). En effet, le courant étant inférieur sur un composant vieilli à la même polarisation $(-7V, 30V)$, la signature de photo-émission sera donc moins intense. L'illumination est ici attribuée à des courants de fuites de grille. L'augmentation de la tension de drain à $50V$ permet ainsi d'augmenter le courant de fuites traversant le composant afin de mettre en évidence les spots d'intensité faible à $(-7V, 30V)$.

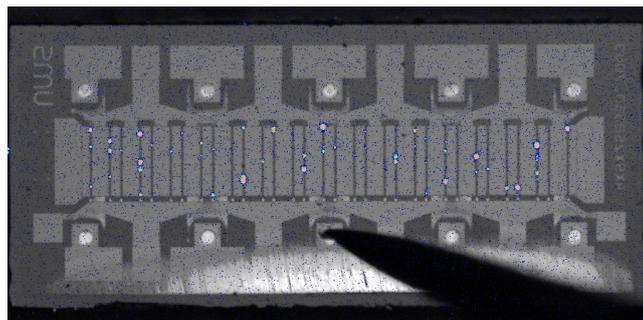


FIGURE 4.57 – Vue générale d'un composant vieilli en photo-émission en mode transistor : $(V_{GS}, V_{DS}) = (-7V, 50V)$.

Ces signatures observées sont situées sous le milieu de grille, sous la grille côté source (figure 4.58) ou sous la grille côté drain 4.59, pour les deux types de composants (neuf ou vieilli). Ces spots peuvent être générés par des défauts localisés dans le cristal, qui seraient

présents dès l'état initial [124]. La présence de spot sous la grille, côté drain aurait pu quant à elle être due à un éventuel défaut formé par la présence de fort champ électrique à cause de l'effet piézoélectrique inverse. La présence d'un tel spot sur un composant neuf infirme néanmoins cette hypothèse.

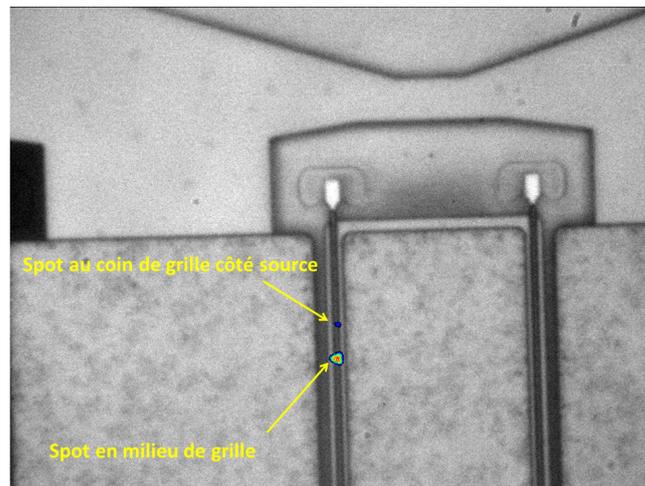


FIGURE 4.58 – Localisation des spots en mode transistor sur un composant neuf, sous la grille côté source ou en milieu de grille.

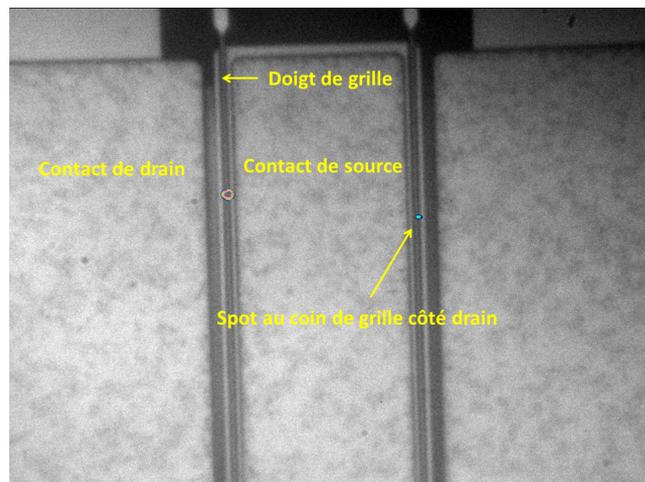


FIGURE 4.59 – Localisation des spots en mode transistor sur un composant neuf, sous la grille côté drain.

4.5.2.2 Mesures de photo-émission en mode diode grille-drain

Des mesures ont été conduites en mode diode grille-drain et grille-source. Aucune signature particulière n'a été observée lors des mesures en mode grille-source ($V_{GS} = -15V$). Ceci est lié au fait que la tension appliquée n'est pas assez forte pour les faire apparaitre. La distance grille-source étant plus faible que la tension grille-drain, la tension V_{GS} maximum applicable au composant sera donc plus faible (le champ électrique sera plus élevé pour une même tension suivant la diode : grille-source ou grille-drain). Les mesures grille-drain ont donc pu être effectuées à $V_{GD} = -30V$ de manière à ne faire passer qu'un très faible courant dans la diode tandis que le champ électrique est suffisamment élevé pour observer les mêmes spots qu'en mode transistor (figure 4.60 et 4.61). Le courant est lui-aussi de l'ordre de quelques μA . Sur ce protocole, la source est isolée électriquement (laissée en l'air).

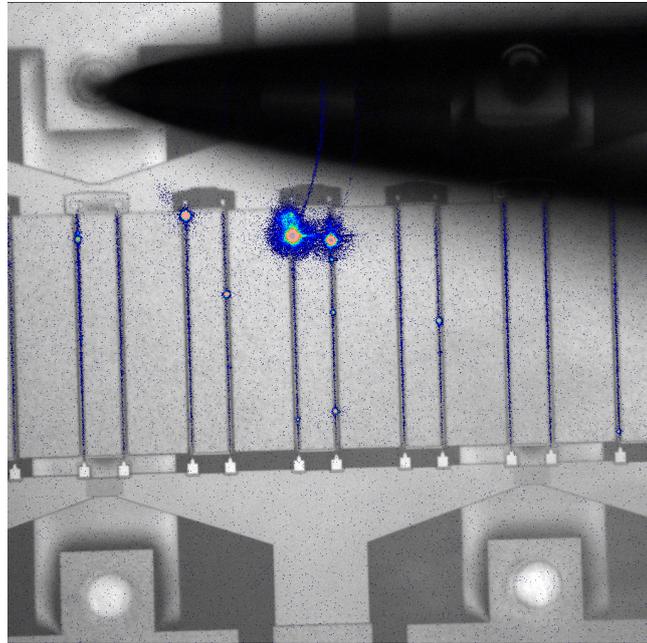


FIGURE 4.60 – Localisation des spots sur un composant neuf en photo-émission en mode diode : ($V_{GD} = -30V$).

L'apparition de ces signatures ne semble donc pas liée au mode de fonctionnement puisque les mêmes spots sont visibles en mode diode grille-drain ainsi qu'en mode transistor.

4.5.2.3 Traitement spectral des spots de photo-émission

Afin de trouver un point commun ou au contraire de dissocier les spots situés en milieu de grille ou en bordure de celle-ci (côté grille ou drain), un réseau de diffraction a été placé entre le composant et la caméra du microscope. Ce travail se situe dans le cadre de la thèse de Niemat Moulitif au GPM. La figure de diffraction à partir de notre source relativement

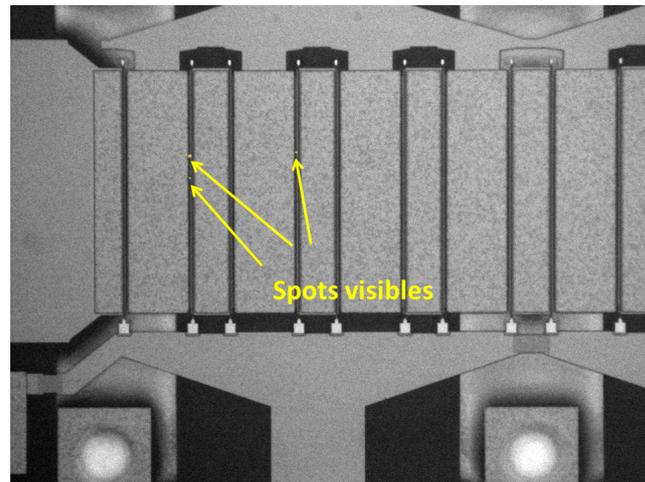


FIGURE 4.61 – Localisation des spots sur un composant vieilli en photo-émission en mode diode : ($V_{GD} = -30V$).

ponctuelle donne donc des points d'ordre 0 et d'ordre 1 (les autres tels que l'ordre -1 sont moins intenses donc moins visibles). Un exemple de mesure de diffraction est présenté en figure 4.62, obtenu sur les spots présentés en figure 4.58.

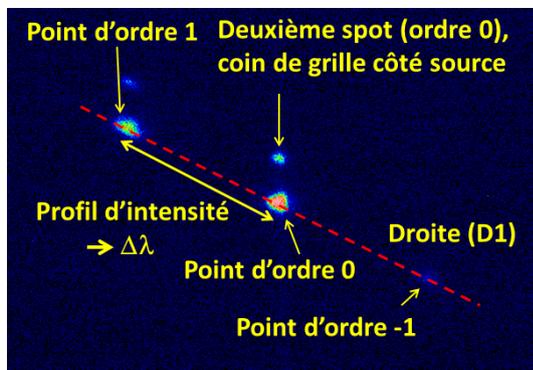


FIGURE 4.62 – Extraction de la longueur d'onde d'un spot sur un composant neuf en mode transistor.

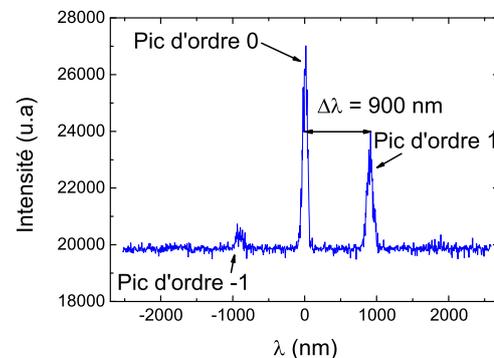


FIGURE 4.63 – Profil d'intensité en fonction de λ obtenu avec le réseau de diffraction.

Une droite (D1) est extraite en liant les barycentres des deux points d'ordre 1 et 0 ou en se basant sur une moyenne des maximums d'intensité. Le profil d'intensité suivant le nombre de pixels le long de la droite obtenue est donc transformé en un profil d'intensité suivant la longueur d'onde du signal émis (figure 4.63). Cette transformation a été préalablement calibrée en utilisant trois sources de longueur d'onde connues (rouge, bleu et vert) afin de

traduire le décalage en nombre de pixels en un décalage en longueur d'onde λ .

L'écart en longueur d'onde entre le spot d'ordre 0 et le spot d'ordre 1 correspond donc à la longueur d'onde émise par la source considérée. Si la source émet à plusieurs longueurs d'onde, le point d'ordre 1 sera étalé le long de la droite (D1).

Dans notre cas, chaque spot mesuré ne présente pas d'étalement de son ordre 1. Il s'agit donc d'émission d'une longueur d'onde unique. Sur les composants neufs et vieillis, quelle que soit la polarisation, la longueur d'onde mesurée se situe à environ 900 nm, ce qui correspond à une énergie d'environ 1.38 eV. La principale conclusion possible sur ces mesures est donc la nature similaire de tous les spots observés, quelle que soit leur localisation sous la grille.

4.6 Conclusion du chapitre

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les différents types de vieillissement pouvant s'appliquer aux transistors HEMT GaN. Le banc de mesure du laboratoire ainsi que les profils de vieillissement RF-HTOL mis en oeuvre ont été présentés.

Les résultats de vieillissement ont montré une bonne tenue générale des composants à la tension de drain nominale, mis à part une augmentation du courant de grille en RF ainsi qu'une baisse de transconductance lorsque le point de repos fait intervenir les phénomènes de *drain-lag*.

Le second profil de vieillissement (tension de drain de repos située au *maximum rating*) a présenté de fortes baisses de gain et de rendement en fonctionnement radio-fréquence. Ces dégradations sont corrélées avec une baisse de la transconductance, que ce soit au point de repos (0V, 0V) ou (-7V, 50V). Les effets du *drain-lag* sont de plus nettement accrus à ce dernier point de repos. Des mesures de pièges par A-DCTS n'ont pas présenté de modification des énergies d'activation. Cependant, les amplitudes associées à certains pièges ont augmenté, ce qui suggère une augmentation de leur densité. Cependant, la localisation de ceux-ci dans les couches de matériaux étant délicate, le calcul de la densité est soumis à caution. L'origine de ces évolutions de phénomènes parasites vient probablement de l'accélération des électrons dans le canal lors des fortes excursions RF (sachant que la tension de drain au repos est déjà élevée, on atteint environ le double pendant le pulse radiofréquence). Ces électrons accélérés vont pouvoir former des pièges proches du canal dans les couches de GaN et d'AlGaN. Ces électrons piégés vont modifier localement les charges en regard formés par la piezoélectricité de l'AlGaN sur le GaN et affaiblir la conduction des électrons, ce qui se retranscrit en une réduction de g_m .

Les mesures de diode lors de ce profil de vieillissement ont mis en évidence la corrélation entre le décalage de la tension d'inversion entre les caractéristiques directe et inverse ainsi que l'amplitude du *belly-shape*. Cela permet de supposer que la charge stockée sous la grille serait évacuée lors des mesures présentant le phénomène parasite.

Les paramètres thermoïoniques n'ont pas évolué pour la plupart des composants en vieillissement, mis à part pour un transistor en vieillissement à $V_{DS0} = 60V$. Ces fortes variations

s'apparenteraient à une stabilisation du composant puisque son évolution logarithmique permet à la hauteur de barrière de retrouver une valeur proche de la moyenne du lot de composants. Sur tous les composants, le courant de fuites de grille en inverse tend à diminuer.

Les mesures de photo-émission sous champ ont montré la présence de spots situés sous la grille, que ce soit en mode diode grille-drain ou en mode transistor. Ces signatures sont visibles à la fois sous le milieu de grille, sous la grille côté drain et côté source que ce soit avant ou après vieillissement. La luminosité de ces spots est cependant réduite après vieillissement, probablement à cause de la baisse du courant de grille. L'augmentation de la tension de drain à 50V permet de mettre en évidence de signatures non visibles à des tensions plus faible. L'extraction de la longueur d'onde émise démontre une origine commune sur toutes ces signatures (autour de 900 nm ou environ 1.38 eV).

Conclusion générale et perspectives

Les mécanismes de défaillance présents en conditions opérationnelles RADAR ont été étudiés sur la technologie HEMT AlGa_N/Ga_N GH50 d'UMS.

Compte tenu de la nature spécifique du composant (hétérojonction et gaz 2D d'électrons) ainsi que les différents phénomènes parasites liés à celui-ci (pièges, *belly-shape*), le transistor a été caractérisé à la fois physiquement et électriquement. Les caractérisations électriques ont mis en lumière l'impact important du *drain-lag* sur les performances de ce composant. L'effet du *gate-lag* est quant à lui relativement faible par rapport à un point de repos froid (0V, 0V) pour cette technologie.

Les mesures de diode ont révélé le phénomène de courant de fuite de grille appelé *belly-shape*, comme cela a été observé sur la filière GH25 d'UMS (0.25 μm de longueur de grille). Ce courant de fuite est absent de la caractéristique IV de grille sous illumination UV. Il est aussi responsable de l'augmentation du coefficient d'idéalité de la jonction observée. La résistance thermique du composant a été vérifiée expérimentalement. Des amplificateurs radiofréquence ont été conçus et réalisés afin de permettre le vieillissement des transistors en conditions opérationnelles RADAR. Ces amplificateurs ont ensuite été caractérisés afin de vérifier leur bon fonctionnement ainsi que pour définir leur état initial.

Une méthode de mesure de pièges athermique (A-DCTS) a été développée afin de caractériser les pièges longs au sein de ces composants. Le principe de la mesure a été validé en utilisant un modèle de la source de courant électrothermique du composant en y incluant les phénomènes de pièges. L'intérêt d'une mesure athermique a été souligné afin de pouvoir s'affranchir des limitations usuelles sur les polarisations de mesure. Il est donc possible de se rapprocher des polarisations proches de l'opérationnel afin d'étudier les pièges longs activés à ces températures/polarisations.

Les techniques usuelles d'extraction des constantes de temps de pièges à partir de transitoires de courant ont été comparées. L'algorithme de Levenberg-Marquardt couplé à celui de Prony fourni des résultats précis et plus fiables que les méthodes usuelles à base de multi-exponentielles. Ces dernières méthodes restent cependant utiles lorsqu'un certain nombre de pièges est présent dans le transitoire, afin de déterminer leur nombre.

Le vieillissement des GH50 a été réalisé pour six composants selon deux protocoles pendant 3500h : Avec une tension de drain nominale (50V) et à la tension de drain maximale (60V), tout en gardant une même température de jonction moyenne à 185°C. Le premier protocole n'a pas montré d'évolution significative des performances des transistors, mis à part pour un composant. Le deuxième protocole plus agressif a cependant montré une forte baisse de la puissance de sortie, du gain et du rendement des amplificateurs.

Cette dégradation est corrélée à une baisse de la transconductance de ces composants. Cette réduction de g_m est d'autant plus visible à un point de repos faisant intervenir le *drain-lag*. Cela suppose une augmentation de l'effet de piégeage dans le composant. Cette augmentation est vérifiée par mesures A-DCTS : Il ne semble pas y avoir de modification des

énergies d'activations présentes. Cependant, une augmentation de la densité des pièges DP2 (0.65 eV) et TP1 (0.8 eV) a été observée. L'apparition d'une plus grande densité de certains pièges peut être expliquée par l'injection d'électrons accélérés par le champ électrique (plus intense dans cette deuxième condition de test). Ces électrons vont impacter les couches de matériaux proches du canal et former des pièges pouvant réduire localement l'ouverture du canal.

Les diodes des transistors ont montré une certaine stabilité sur leurs paramètres thermoïoniques. Il semble donc que la couche de platine insérée entre l'or et le nickel remplisse bien son rôle. Sur les composants présentant du *belly-shape*, le comportement erratique de celui-ci a été observé. La présence de ce courant de fuites assisté par pièges a été reliée au décalage de la tension d'inversion de la diode Schottky V_{GSinv} . Il semble que la quantité de charges parasites venant écranter la tension de grille appliquée au transistor soit partiellement évacuée lorsque le courant de fuite est présent. Sur tous les composants, le courant de fuites de grille en inverse tend à diminuer.

Les mesures de photo-émission sous champ sur un composant vieilli ont été comparées avec un composant neuf. La présence de spots est toujours visible sur les deux transistors mais à des intensités plus faibles. Des mesures spectrales ont mises en évidence la nature similaire de tous ces points (que ce soit en mode diode grille-drain ou en mode transistor) avec une longueur d'onde commune autour de 900 nm (soit environ 1.38 eV).

Ce travail a permis d'identifier les mécanismes de dégradation et les phénomènes parasites apparents dans la filière GH50 d'UMS. Les perspectives de ce travail portent donc sur une étape de vieillissement de composant comportant plus d'échantillons. Ce travail conséquent (au regard du volume de mesures de reprises à effectuer) permettra à la fois d'obtenir un meilleur aperçu du vieillissement de ces composants à long terme mais aussi de calculer un temps moyen avant défaillance (MTTF) fiable.

La technique de mesure A-DCTS a fait ses preuves et peut maintenant être améliorée afin d'être incorporée dans les mesures de reprise. Le suivi de l'état de piégeage pendant le vieillissement sera un indicateur pouvant être corrélé avec l'évolution d'autres paramètres tels que la transconductance, la tension de pincement, etc... Cette méthode peut aussi être utilisée pour d'autres composants tels que des transistors de puissance en GaN (pour les convertisseurs DC-DC par exemple), en modifiant les protocoles de mesures utilisés. De plus, il serait intéressant de mesurer le courant de grille par A-DCTS afin de potentiellement identifier les pièges responsables du *belly-shape* sur certains composants.

Le modèle théorique du courant de drain en fonction des pièges pourra par la suite être affiné afin d'extraire les densités de pièges dans le composant. Sa principale limitation provient de la nécessité d'effectuer une hypothèse sur la localisation de chaque piège considéré (les amplitudes étant liées à l'épaisseur et la permittivité de la couche de matériau). Cette hypothèse est dans certains cas plus aisée, en fonction de l'énergie d'activation extraite.

Enfin, des analyses C(V) sur les grilles Schottky pourront compléter les hypothèses formu-

lées lors des mesures de diode sur la quantité de charges responsable du décalage de V_{GSinv} . Le lien entre ce décalage et la présence du *belly-shape* pourra ainsi être investigué plus en détails.

Publications relatives à ce travail

Articles de revue

"An athermal measurement technique for long time constants traps characterization in GaN HEMT transistors", A. Divay, O. Latry, C. Duperrier, F. Temcamani, *Microelectronics Reliability*, volume 55, Issues 9-10, August-September 2015, Pages 1703-1707, ISSN 0026-2714, doi :10.1016/j.microrel.2015.06.074.

"Ageing of GaN HEMT devices : Which degradation indicators?", A. Divay, O. Latry, C. Duperrier, F. Temcamani, *Journal of Semiconductors*, volume 37, Issue 1, January 2016, doi :10.1088/1674-4926/37/1/014001.

Conférences internationales avec Actes et Comité de Lecture

"An athermal measurement technique for long time constants traps characterization in GaN HEMT transistors", A. Divay, O. Latry, C. Duperrier, F. Temcamani, *European Symposium on Reliability of Electron Devices (ESREF)*, Toulouse (France), octobre 2015

"Caractérisation de la diode d'un transistor HEMT GaN sous illumination UV", A. Divay, O. Latry, *JFMMA*, 13-15 Mai 2015

"Etude de la fiabilité des composants grand gap : Approche par les essais longue durée et l'analyse de défaillance", O. Latry, P. Dherbécourt, E. Joubert, M. Masmoudi, K. Dehais-Mougues, J. Marcon, D. Fadil, A. Divay, S. Mbarek, N. Moutif, A. Echeverri, *JFMMA*, 13-15 Mai 2015

Annexe

Ensemble des résultats de mesures de reprise, profil de vieillissement $V_{DS0} = 50V$, $T_C = 160^\circ C$

Mesures radiofréquences

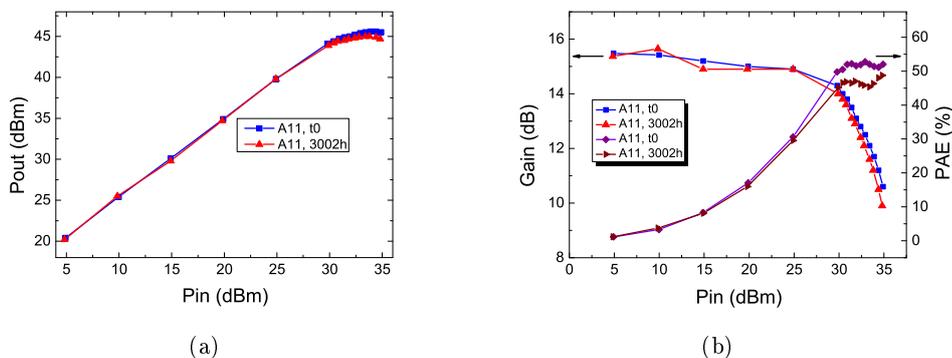


FIGURE 64 – Mesures P_{IN} - P_{OUT} (a), gain et PAE (b) avant/après vieillissement, composant A11.

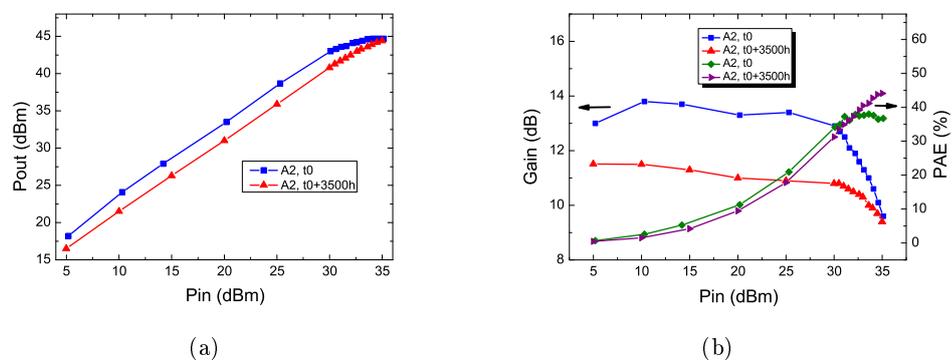


FIGURE 65 – Mesures P_{IN} - P_{OUT} (a), gain et PAE (b) avant/après vieillissement, composant A2.

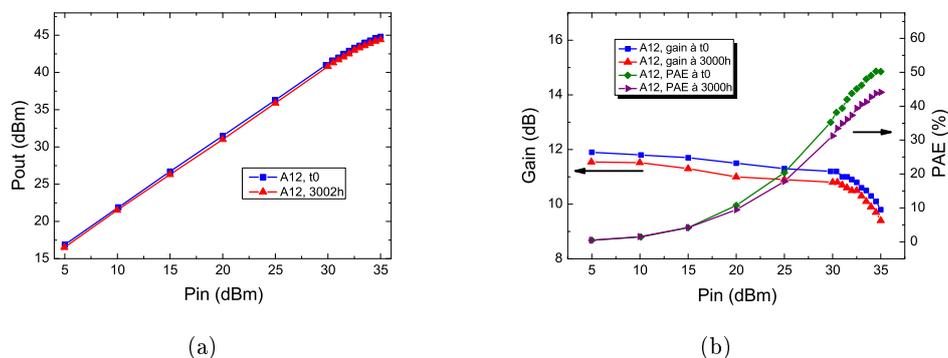


FIGURE 66 – Mesures P_{IN} - P_{OUT} (a), gain et PAE (b) avant/après vieillissement, composant A12.

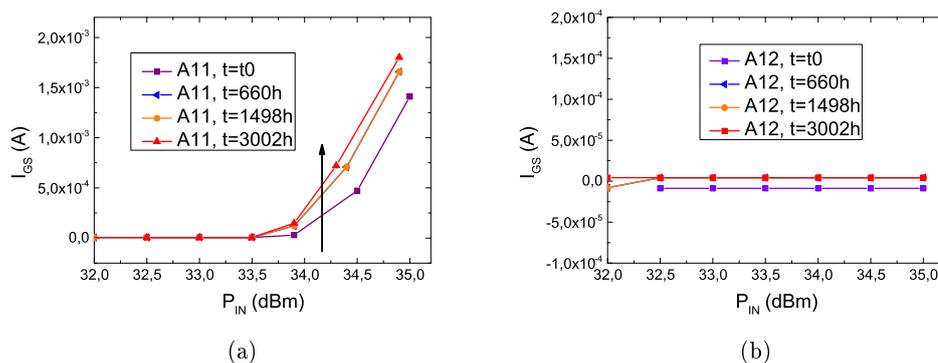


FIGURE 67 – Mesure de reprise : courant de grille en fonction de P_{IN} , composants A11 (a) et A12 (b).

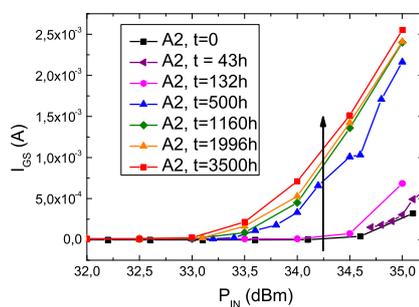


FIGURE 68 – Mesure de reprise : $I_G(P_{IN})$, composant A2.

Mesures de diode

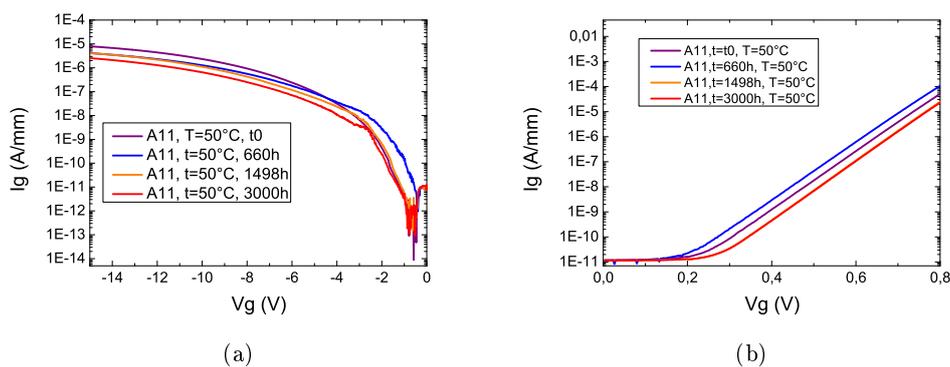


FIGURE 69 – Mesures de diode en inverse (a) et en direct (b) pendant le vieillissement, composant A11.

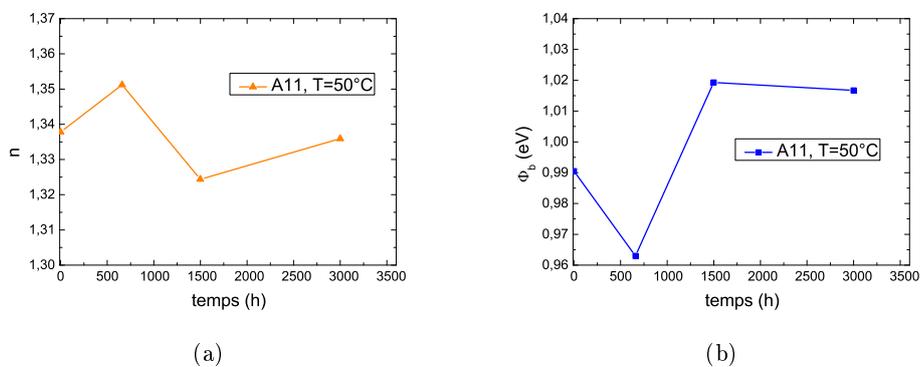


FIGURE 70 – Évolution de n (a) et Φ_b (b), composant A11.

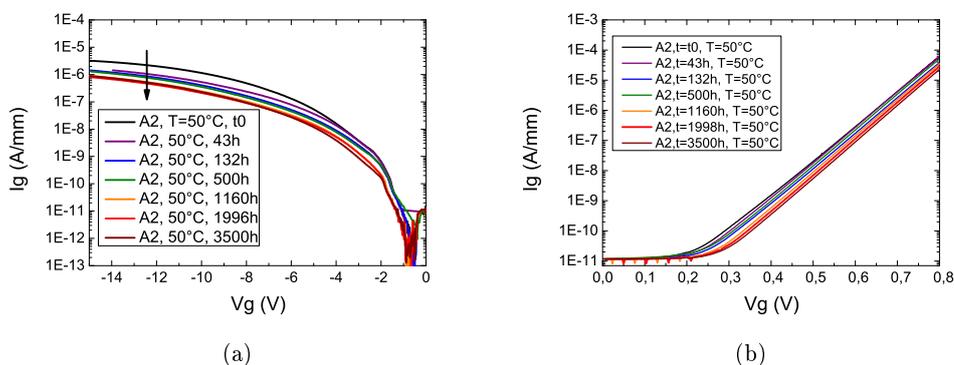


FIGURE 71 – Mesures de diode en inverse (a) et en direct (b) pendant le vieillissement, composant A2.

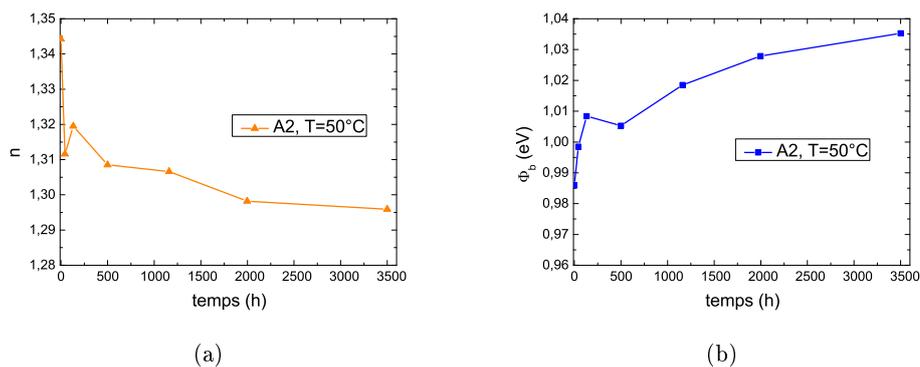


FIGURE 72 – Évolution de n (a) et Φ_b (b), composant A2.

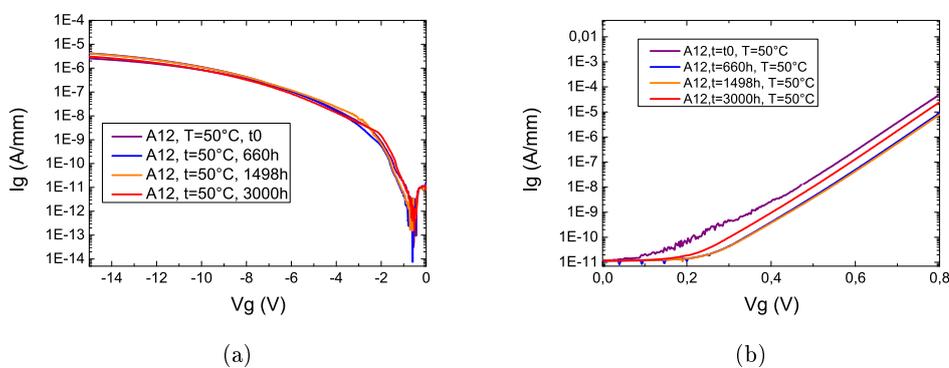
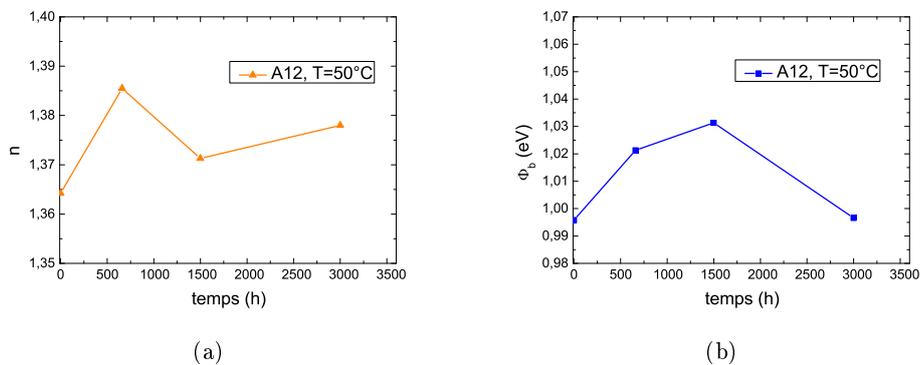


FIGURE 73 – Mesures de diode en inverse (a) et en direct (b) pendant le vieillissement, composant A12.

FIGURE 74 – Évolution de n (a) et Φ_b (b), composant A12.

Mesures IV pulsé

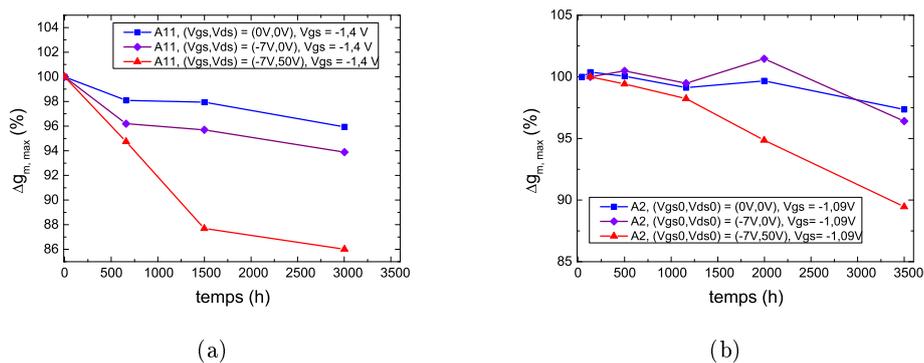
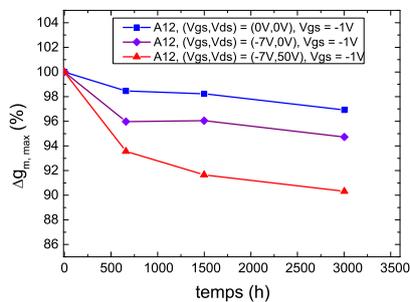


FIGURE 75 – Variation du maximum de transconductance pendant le vieillissement, composants A11 (a) et A2 (b).

FIGURE 76 – Variation de $g_{m,max}$, composant A12.

Ensemble des résultats de mesures de reprise, profil de vieillissement $V_{DS0} = 60V$, $T_C = 150^\circ C$

Mesures radiofréquences

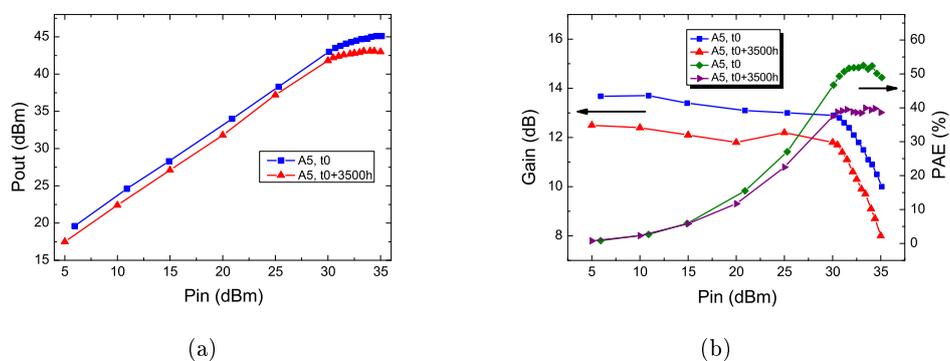


FIGURE 77 – Mesures P_{IN} - P_{OUT} (a), gain et PAE (b) avant/après vieillissement, composant A5.

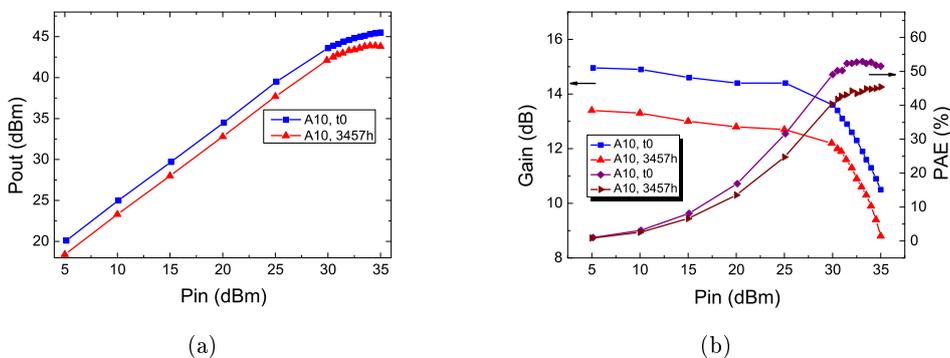


FIGURE 78 – Mesures P_{IN} - P_{OUT} (a), gain et PAE (b) avant/après vieillissement, composant A10.

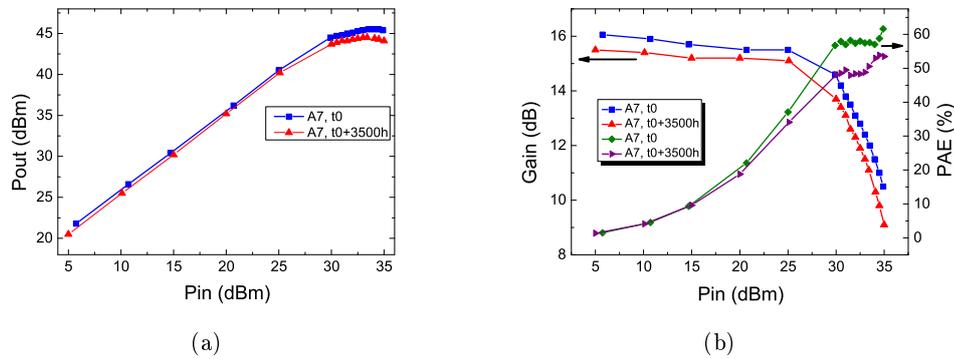


FIGURE 79 – Mesures P_{IN} - P_{OUT} (a), gain et PAE (b) avant/après vieillissement, composant A7.

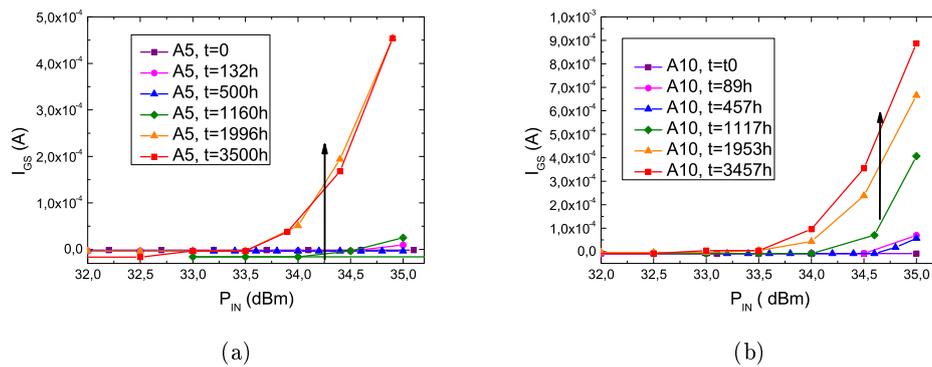


FIGURE 80 – Mesure de reprise : courant de grille en fonction de P_{IN} , composants A5 (a) et A10 (b).

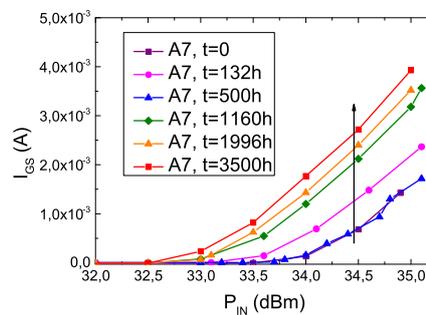


FIGURE 81 – Mesure de reprise : $I_G(P_{IN})$, composant A7.

Mesures de diode

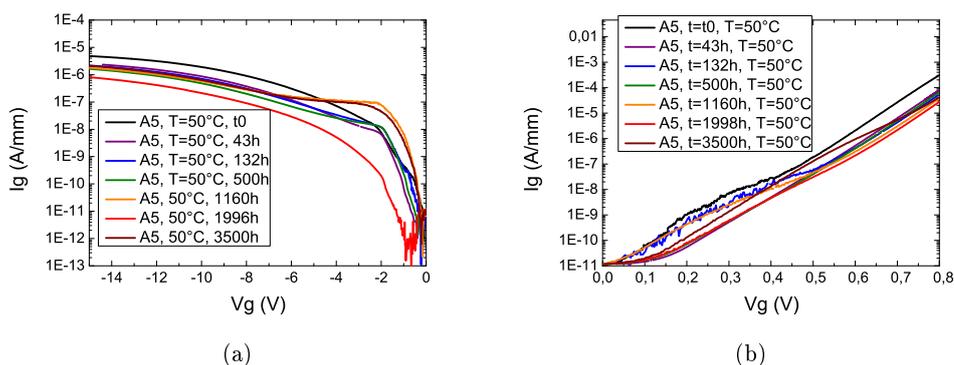


FIGURE 82 – Mesures de diode en inverse (a) et en direct (b) pendant le vieillissement, composant A5.

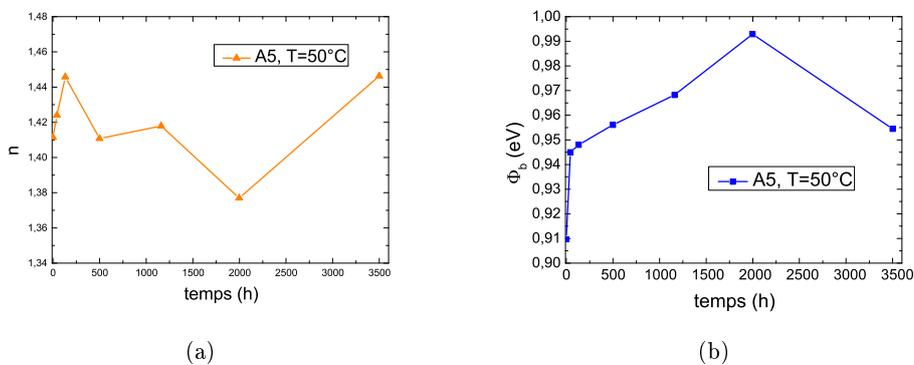


FIGURE 83 – Évolution de n (a) et Φ_b (b), composant A5.

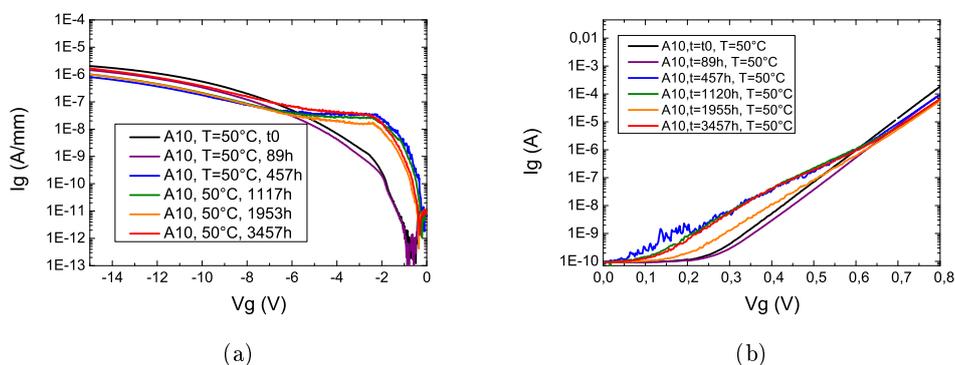


FIGURE 84 – Mesures de diode en inverse (a) et en direct (b) pendant le vieillissement, composant A10.

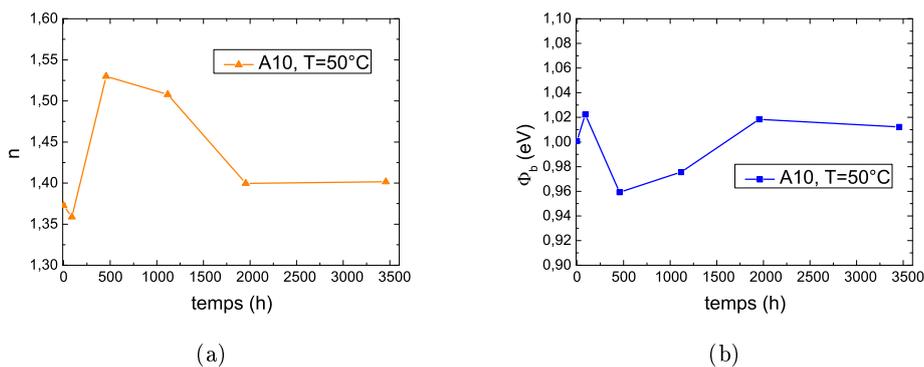


FIGURE 85 – Évolution de n (a) et Φ_b (b), composant A10.

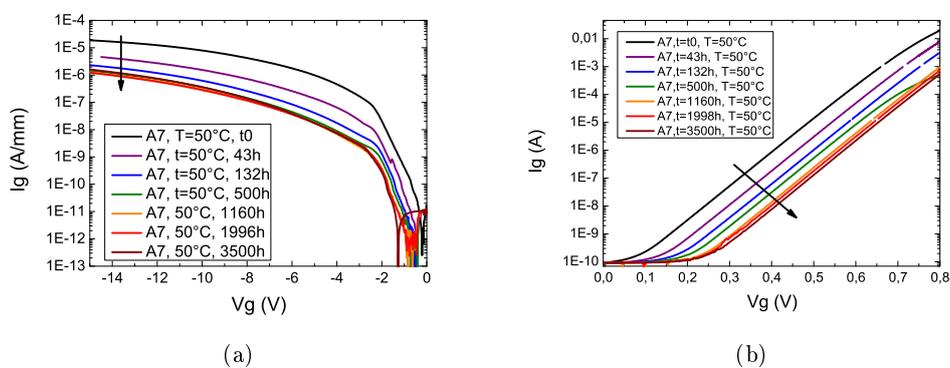


FIGURE 86 – Mesures de diode en inverse (a) et en direct (b) pendant le vieillissement, composant A7.

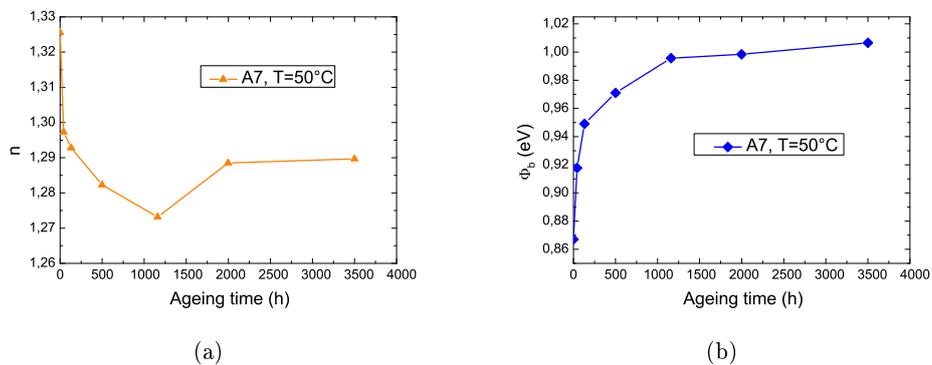


FIGURE 87 – Évolution de n (a) et Φ_b (b), composant A7.

Mesures IV pulsé

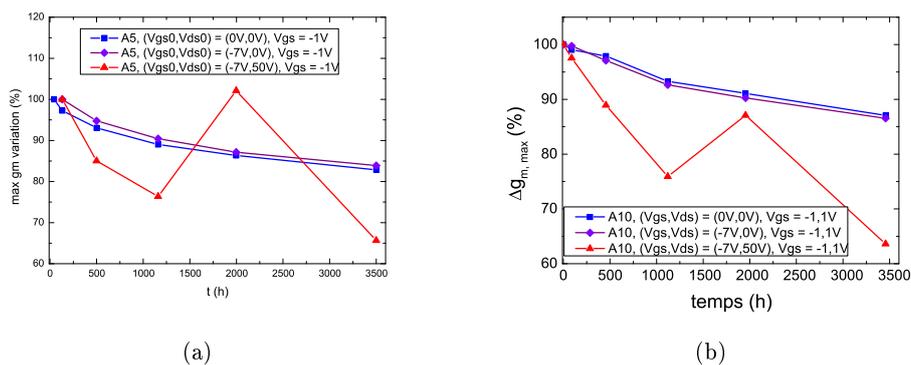


FIGURE 88 – Variation du maximum de transconductance pendant le vieillissement, composants A5 (a) et A10 (b).

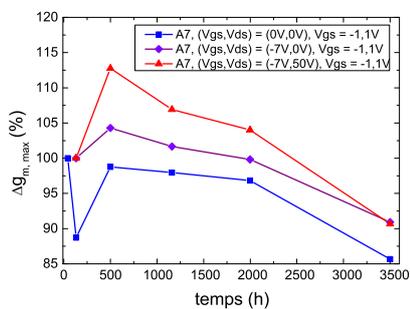


FIGURE 89 – Variation de $g_{m,max}$, composant A7.

Évolution globale de tous les composants vieillis (courbes superposées)

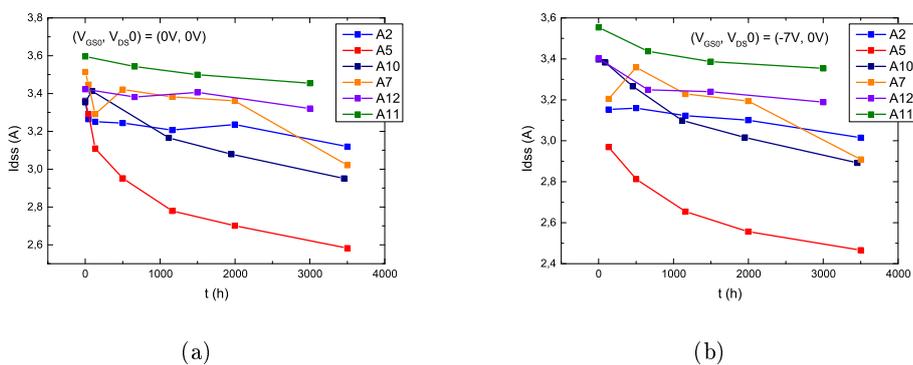


FIGURE 90 – Mesures d' I_{DSS} pour tous les composants vieillis à différents points de repos : (a) pour (0V,0V) et (b) pour (-7V, 0V).

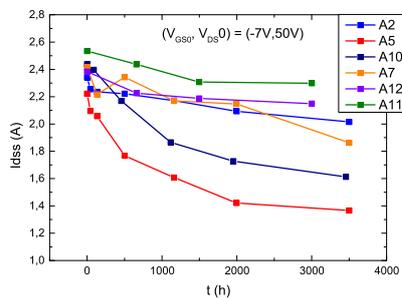


FIGURE 91 – Mesures d' I_{DSS} pour tous les composants vieillis au point de repos (-7V, 50V).

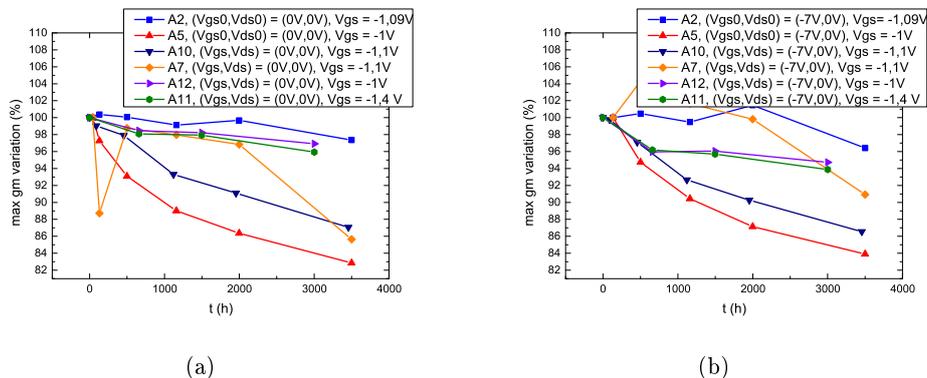


FIGURE 92 – Mesures du maximum de transconductance pour tous les composants vieillis à différents points de repos : (a) pour (0V,0V) et (b) pour (-7V, 0V).

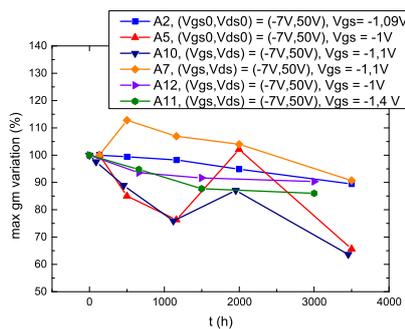


FIGURE 93 – Mesures du maximum de transconductance pour tous les composants vieillis au point de repos (-7V, 50V).

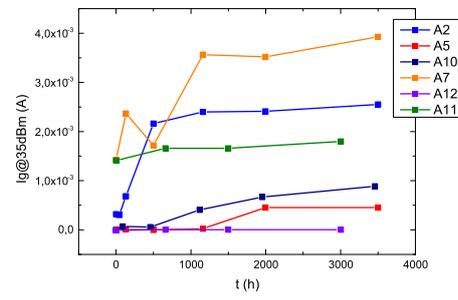


FIGURE 94 – Evolution du courant de grille à 35 dBm en puissance d'entrée pendant le vieillissement.

Bibliographie

- [1] Rüdiger Quay. *Gallium Nitride Electronics*, volume 96 of *Springer Series in Materials Science*. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2008.
- [2] M. E. Levinshtein, Sergey L. Rumyantsev, and Michael Shur. *Properties of advanced semiconductor materials : GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe*. Wiley, 2001.
- [3] M. Sumiya and S. Fuke. Review of polarity determination and control of GaN. *MRS Internet Journal of Nitride Semiconductor Research*, 9, January 2004.
- [4] <http://www.ioffe.rssi.ru/SVA/NSM/Semicond/GaN>.
- [5] Jes Asmussen and D. K. Reinhard. *Diamond Films Handbook*. CRC Press, January 2002.
- [6] M. Asif Khan, X. Hu, A. Tarakji, G. Simin, J. Yang, R. Gaska, and M. S. Shur. AlGaIn/GaN metal-oxide-semiconductor heterostructure field-effect transistors on SiC substrates. *Applied Physics Letters*, 77(9) :1339–1341, August 2000.
- [7] S. M. Sze and Kwok K. Ng. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, third edition, 2007.
- [8] V. L. Rideout and C. R. Crowell. Effects of image force and tunneling on current transport in metal-semiconductor (Schottky barrier) contacts. *Solid-State Electronics*, 13(7) :993–1009, July 1970.
- [9] Colin Wood and Debdeep Jena, editors. *Polarization Effects in Semiconductors*. Springer US, Boston, MA, 2008.
- [10] Raymond T. Tung. Recent advances in Schottky barrier concepts. *Materials Science and Engineering : R : Reports*, 35(1-3) :1–138, November 2001.
- [11] Jürgen H. Werner and Herbert H. Güttler. Barrier inhomogeneities at Schottky contacts. *Journal of Applied Physics*, 69(3) :1522–1533, February 1991.
- [12] J. P. Sullivan, R. T. Tung, M. R. Pinto, and W. R. Graham. Electron transport of inhomogeneous Schottky barriers : A numerical study. *Journal of Applied Physics*, 70(12) :7403–7424, December 1991.
- [13] O. Lazar, J. G. Tartarin, B. Lambert, C. Moreau, J. L. Roux, and J. L. Muraro. New approach for an accurate Schottky Barrier Height’s extraction by I-V-T measurements. In *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*, pages 1–4. IEEE, May 2015.
- [14] Gil Bernard. *III-Nitride Semiconductors and their Modern Devices*. Oxford University Press, August 2013.
- [15] X. L. Fang, Y. Q. Wang, H. Meidia, and S. Mahajan. Reduction of threading dislocations in GaN layers using in situ deposited silicon nitride masks on AlN and GaN nucleation layers. *Applied Physics Letters*, 84(4) :484–486, January 2004.
- [16] 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.

- [17] O. Contreras, F. A. Ponce, J. Christen, A. Dadgar, and A. Krost. Dislocation annihilation by silicon delta-doping in GaN epitaxy on Si. *Applied Physics Letters*, 81(25) :4712–4714, December 2002.
- [18] A. Strittmatter, A. Krost, M. Straßburg, V. Türck, D. Bimberg, J. Bläsing, and J. Christen. Low-pressure metal organic chemical vapor deposition of GaN on silicon(111) substrates using an AlAs nucleation layer. *Applied Physics Letters*, 74(9) :1242–1244, March 1999.
- [19] K. Cheng, M. Leys, S. Degroote, M. Germain, and G. Borghs. High quality GaN grown on silicon(111) using a SixNy interlayer by metal-organic vapor phase epitaxy. *Applied Physics Letters*, 92(19) :192111+, May 2008.
- [20] W. C. Johnson, J. B. Parson, and M. C. Crew. Nitrogen Compounds of Gallium. III. *J. Phys. Chem.*, 36(10) :2651–2654, January 1931.
- [21] H. P. Maruska and J. J. Tietjen. The preparation and properties of vapor-deposited single-crystal-line GaN. *Applied Physics Letters*, 15(10) :327–329, November 1969.
- [22] Ruchika Aggarwal, Anju Agrawal, Mridula Gupta, and R. S. Gupta. AlGa_N/Ga_N MISHFET : A novel alternative to power HFETs for high temperature microwave digital and switching applications. In *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pages 1–4. IEEE, December 2008.
- [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] M. Asif Khan, J. N. Kuznia, J. M. Van Hove, N. Pan, and J. Carter. Observation of a two-dimensional electron gas in low pressure metalorganic chemical vapor deposited GaN-Al_xGa_{1-x}N heterojunctions. *Applied Physics Letters*, 60(24) :3027–3029, June 1992.
- [25] M. Asif Khan, A. Bhattarai, J. N. Kuznia, and D. T. Olson. High electron mobility transistor based on a GaN-Al_xGa_{1-x}N heterojunction. *Applied Physics Letters*, 63(9) :1214–1215, August 1993.
- [26] 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.
- [27] Chang Liu, Eng F. Chor, and Leng S. Tan. Enhanced device performance of AlGa_N/Ga_N HEMTs using HfO₂ high- k dielectric for surface passivation and gate oxide. *Semiconductor Science and Technology*, 22(5) :522–527, May 2007.
- [28] P. R. Hageman, J. J. Schermer, and P. K. Larsen. GaN growth on single-crystal diamond substrates by metalorganic chemical vapour deposition and hydride vapour deposition. *Thin Solid Films*, 443(1-2) :9–13, October 2003.
- [29] D. C. Dumka, T. M. Chou, F. Faili, Daniel Francis, and F. Ejeckam. AlGa_N/Ga_N HEMTs on diamond substrate with over 7W/mm output power density at 10 GHz. *Electronics Letters*, 49(20) :1298–1299, September 2013.

- [30] Shuji Nakamura. III-V nitride based light-emitting devices. *Solid State Communications*, 102(2-3) :237–248, April 1997.
- [31] W. Marsetz, A. Hülsmann, K. Köhler, M. Demmler, and M. Schlechtweg. GaAs PHEMT with 1.6 W/mm output power density. *Electronics Letters*, 35(9) :748+, 1999.
- [32] John C. Huang, P. Saledas, John Wendler, Aryeh Platzker, W. Boulais, Stanley Shanfield, W. Hoke, P. Lyman, L. Aucoin, A. Miquelarena, C. Bedard, and D. Atwood. A double-recessed Al/sub 0.24/GaAs/In/sub 0.16/GaAs pseudomorphic HEMT for Ka- and Q-band power applications. *Electron Device Letters, IEEE*, 14(9) :456–458, 1993.
- [33] R. Lai, M. Wojtowicz, C. H. Chen, M. Biedenbender, H. C. Yen, D. C. Streit, K. L. Tan, and P. H. Liu. Highpower 0.15-mm V-band pseudomorphic InGaAs-AlGaAs-GaAs HEMT. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, 3(10) :363–365, October 1993.
- [34] Diego Marti, Stefano Tirelli, Andreas R. Alt, John Roberts, and C. R. Bolognesi. 150-GHz Cutoff Frequencies and 2-W/mm Output Power at 40 GHz in a Millimeter-Wave AlGa_N/Ga_N HEMT Technology on Silicon. *Electron Device Letters, IEEE*, 33(10) :1372–1374, October 2012.
- [35] L. Shen, S. Heikman, B. Moran, R. Coffie, N. Q. Zhang, D. Buttari, I. P. Smorchkova, S. Keller, S. P. DenBaars, and U. K. Mishra. AlGa_N/Al_N/Ga_N high-power microwave HEMT. *Electron Device Letters, IEEE*, 22(10) :457–459, October 2001.
- [36] Y. F. Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder, and P. Parikh. 40-W/mm Double Field-plated Ga_N HEMTs. In *Device Research Conference, 2006 64th*, pages 151–152. IEEE, June 2006.
- [37] C. Lee, P. Saunier, Jinwei Yang, and Muhammad A. Khan. AlGa_N-Ga_N HEMTs on SiC with CW power performance of >4 W/mm and 23% PAE at 35 GHz. *Electron Device Letters, IEEE*, 24(10) :616–618, October 2003.
- [38] A. Minko, Virginie Hoel, E. Morvan, B. Grimbert, A. Soltani, E. Delos, D. Ducatteau, C. Gaquiere, D. Theron, J. C. De Jaeger, H. Lahreche, L. Wedzikowski, R. Langer, and P. Bove. AlGa_N-Ga_N HEMTs on Si with power density performance of 1.9 W/mm at 10 GHz. *Electron Device Letters, IEEE*, 25(7) :453–455, July 2004.
- [39] A. Chini, R. Coffie, G. Meneghesso, E. Zanoni, D. Buttari, S. Heikman, S. Keller, and U. K. Mishra. 2.1 A/mm current density AlGa_N/Ga_N HEMT. *Electronics Letters*, 39(7) :625+, 2003.
- [40] ShiChang Zhong, Tangsheng Chen, Chunjiang Ren, Gang Jiao, Chen Chen, Kai Shao, and Naibin Yang. AlGa_N/Ga_N HEMT with over 110 W Output Power for X-Band. In *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, pages 91–94. IEEE, October 2008.
- [41] J. W. Johnson, E. L. Piner, A. Vescan, R. Therrien, P. Rajagopal, J. C. Roberts, J. D. Brown, S. Singhal, and K. J. Linthicum. 12 W/mm AlGa_N-Ga_N HFETs on silicon substrates. *Electron Device Letters, IEEE*, 25(7) :459–461, July 2004.
- [42] A. Chini, D. Buttari, R. Coffie, S. Heikman, S. Keller, and U. K. Mishra. 12 W/mm power density AlGa_N/Ga_N HEMTs on sapphire substrate. *Electronics Letters*, 40(1) :73+, 2004.

- [43] Y. F. Wu, D. Kapolnek, J. Ibbetson, N. Q. Zhang, P. Parikh, B. P. Keller, and U. K. Mishra. High Al-content AlGa_N/Ga_N HEMTs on SiC substrates with very high power performance. In *Electron Devices Meeting, 1999. IEDM '99. Technical Digest. International*, pages 925–927. IEEE, December 1999.
- [44] Y. F. Wu, B. P. Keller, S. Keller, D. Kapolnek, P. Kozodoy, S. P. Denbaars, and U. K. Mishra. High power AlGa_N/Ga_N HEMTs for microwave applications. *Solid-State Electronics*, 41(10) :1569–1574, October 1997.
- [45] T. Palacios, A. Chakraborty, S. Rajan, C. Poblenz, S. Keller, S. P. DenBaars, J. S. Speck, and U. K. Mishra. High-power AlGa_N/Ga_N HEMTs for Ka-band applications. *Electron Device Letters, IEEE*, 26(11) :781–783, November 2005.
- [46] Yi-Feng Wu, David Kapolnek, James P. Ibbetson, Primit Parikh, Bernd P. Keller, and Umesh K. Mishra. Very-high power density AlGa_N/Ga_N HEMTs. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 48(3) :586–590, March 2001.
- [47] D. C. Dumka, C. Lee, H. Q. Tserng, P. Saunier, and M. Kumar. AlGa_N/Ga_N HEMTs on Si substrate with 7 W/mm output power density at 10 GHz. *Electronics Letters*, 40(16) :1023–1024, August 2004.
- [48] D. Ducatteau, A. Minko, Virginie Hoel, E. Morvan, E. Delos, B. Grimbert, H. Lahreche, P. Bove, C. Gaquiere, J. C. De Jaeger, and S. Delage. Output power density of 5.1/mm at 18 GHz with an AlGa_N/Ga_N HEMT on Si substrate. *Electron Device Letters, IEEE*, 27(1) :7–9, January 2006.
- [49] R. Behtash, H. Tobler, M. Neuburger, A. Schurr, H. Leier, Y. Cordier, E. Semond, F. Natali, and J. Massies. AlGa_N/Ga_N HEMTs on Si(111) with 6.6 W/mm output power density. *Electronics Letters*, 39(7) :626–627, April 2003.
- [50] K. K. Chu, P. C. Chao, M. T. Pizzella, R. Actis, D. E. Meharry, K. B. Nichols, R. P. Vaudo, X. Xu, J. S. Flynn, J. Dion, and G. R. Brandes. 9.4-W/mm power density AlGa_N-Ga_N HEMTs on free-standing Ga_N substrates. *Electron Device Letters, IEEE*, 25(9) :596–598, 2004.
- [51] Y. F. Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder, U. K. Mishra, and P. Parikh. 8-Watt Ga_N HEMTs at millimeter-wave frequencies. In *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, pages 583–585. IEEE, December 2005.
- [52] M. Nishihara, T. Yamamoto, S. Mizuno, S. Sano, and Y. Hasegawa. X-band 200W AlGa_N/Ga_N HEMT for high power application. In *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European*, pages 65–68. IEEE, October 2011.
- [53] A. M. Darwish, K. Boutros, B. Luo, B. Huebschman, E. Viveiros, and H. A. Hung. 4-Watt Ka-Band AlGa_N/Ga_N Power Amplifier MMIC. In *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, pages 730–733. IEEE, June 2006.
- [54] David Schmelzer and Stephen Long. A Ga_N HEMT Class F Amplifier at 2 GHz With > 80% PAE. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 42(10) :2130–2136, October 2007.
- [55] Paul Saad, Christian Fager, Haiying Cao, Herbert Zirath, and Kristoffer Andersson. Design of a Highly Efficient 2-4-GHz Octave Bandwidth Ga_N-HEMT Power Amplifier. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 58(7) :1677–1685, July 2010.

- [56] S. Yoshida, M. Tanomura, Y. Murase, K. Yamanoguchi, K. Ota, K. Matsunaga, and H. Shimawaki. A 76 GHz GaN-on-silicon power amplifier for automotive radar systems. In *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, pages 665–668. IEEE, June 2009.
- [57] Daniel Costinett, Hien Nguyen, Regan Zane, and Dragan Maksimovic. GaN-FET based dual active bridge DC-DC converter. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, pages 1425–1432. IEEE, March 2011.
- [58] M. Schwob and G. Peyrache. *Traité de Fiabilité*. 1969.
- [59] O. Latry, P. Dherbécourt, K. Mourgues, H. Maanane, J. P. Sipma, F. Cornu, P. Eudeline, and M. Masmoudi. A 5000h RF life test on 330 W RF-LDMOS transistors for radars applications. *Microelectronics Reliability*, 50(9-11) :1574–1576, September 2010.
- [60] Patrick D. T. O'Connor and Andre Kleyner. *Practical Reliability Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, December 2011.
- [61] Cam-Loi Huynh, S. K. Sinha, and Zheng X. Xiong. Large-sample estimation of reliability under the exponential distribution in life testing. *Reliability, IEEE Transactions on*, 43(2) :270–274, June 1994.
- [62] William R. Wessels. Use of the Weibull versus Exponential to Model Part Reliability. In *Reliability and Maintainability Symposium, 2007. RAMS '07. Annual*, pages 131–135. IEEE, January 2007.
- [63] Site de téléchargement du guide MIL-HDBK-217F (<http://www.weibull.com/knowledge/milhdbk.htm>).
- [64] Site de téléchargement du guide FIDES : <http://fides-reliability.org/>.
- [65] R. Pazirandeh, J. Würfl, and G. Tränkle. Determination of GaN HEMT reliability by monitoring IDSS. *Microelectronics Reliability*, 50(6) :763–766, June 2010.
- [66] J. B. Fonder, L. Chevalier, C. Genevois, O. Latry, C. Duperrier, F. Temcamani, and H. Maanane. Physical analysis of Schottky contact on power AlGaIn/GaN HEMT after pulsed-RF life test. *Microelectronics Reliability*, 52(9-10) :2205–2209, September 2012.
- [67] S. Singhal, T. Li, A. Chaudhari, A. W. Hanson, R. Therrien, J. W. Johnson, W. Nagy, J. Marquart, P. Rajagopal, J. C. Roberts, E. L. Piner, I. C. Kizilyalli, and K. J. Linthicum. Reliability of large periphery GaN-on-Si HFETs. *Microelectronics Reliability*, 46(8) :1247–1253, August 2006.
- [68] S. Gottesfeld. A Life-Test Study of Electromigration in Microwave Power Transistors. In *Reliability Physics Symposium, 1974. 12th Annual*, pages 94–100. IEEE, April 1974.
- [69] James R. Black. Electromigration-A brief survey and some recent results. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 16(4) :338–347, April 1969.
- [70] L. Doyen. *Caractérisation électrique de l'endommagement par électromigration des interconnexions en cuivre pour les technologies avancées de la microélectronique*. PhD thesis, Université Joseph Fourier - Grenoble 1, 2009.

- [71] Akio Wakejima, Kazuki Ota, Tatsuo Nakayama, Yuji Ando, Yasuhiro Okamoto, Hiro-nobu Miyamoto, Shinichi Kamiya, and Akira Suzuki. Observation of cross-sectional electric field for GaN-based field effect transistor with field-modulating plate. *Applied Physics Letters*, 90(21) :213504+, May 2007.
- [72] E. Takeda and N. Suzuki. An empirical model for device degradation due to hot-carrier injection. *Electron Device Letters, IEEE*, 4(4) :111–113, April 1983.
- [73] G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, F. Rampazzo, F. Zanon, A. Tazzoli, M. Meneghini, and E. Zanoni. Reliability of GaN High-Electron-Mobility Transistors : State of the Art and Perspectives. *Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on*, 8(2) :332–343, June 2008.
- [74] Roberto Menozzi. Reliability of GaN-Based HEMT devices. In *Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices, 2008. COMMAD 2008. Conference on*, pages 44–50. IEEE, July 2008.
- [75] Hyungtak Kim, Richard M. Thompson, Vinayak Tilak, Thomas R. Prunty, James R. Shealy, and Lester F. Eastman. Effects of SiN passivation and high-electric field on AlGaIn-GaN HFET degradation. *Electron Device Letters, IEEE*, 24(7) :421–423, July 2003.
- [76] M. Bouya, D. Carisetti, N. Malbert, N. Labat, P. Perdu, J. C. Clément, M. Bonnet, and G. Pataut. Study of passivation defects by electroluminescence in AlGaIn/GaN HEMTS on SiC. *Microelectronics Reliability*, 47(9-11) :1630–1633, September 2007.
- [77] C. Canali, F. Castaldo, F. Fantini, D. Ogliari, L. Umena, and E. Zanoni. Gate metal-lization "Sinking" into the active channel in Ti/W/Au metallized power MESFET's. *Electron Device Letters, IEEE*, 7(3) :185–187, March 1986.
- [78] Y. C. Chou, D. Leung, I. Smorchkova, M. Wojtowicz, R. Grundbacher, L. Callejo, Q. Kan, R. Lai, P. H. Liu, D. Eng, and A. Oki. Degradation of AlGaIn/GaN HEMTs under elevated temperature lifetesting. *Microelectronics Reliability*, 44(7) :1033–1038, July 2004.
- [79] S. Singhal, J. C. Roberts, P. Rajagopal, T. Li, A. W. Hanson, R. Therrien, J. W. Johnson, I. C. Kizilyalli, and K. J. Linthicum. GaN-ON-Si Failure Mechanisms and Reliability Improvements. In *Reliability Physics Symposium Proceedings, 2006. 44th Annual., IEEE International*, pages 95–98. IEEE, March 2006.
- [80] A. Sozza, C. Dua, E. Morvan, M. A. diForte Poisson, S. Delage, F. Rampazzo, A. Taz-zoli, F. Danesin, G. Meneghesso, E. Zanoni, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, B. Grimbert, and J. C. De Jaeger. Evidence of traps creation in GaN/AlGaIn/GaN HEMTs after a 3000 hour on-state and off-state hot-electron stress. In *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, pages 4 pp.–593. IEEE, December 2005.
- [81] A. Sozza, C. Dua, E. Morvan, B. Grimbert, M. A. di Forte-Poisson, S. L. Delage, and E. Zanoni. Thermal stability of Mo-based Schottky contact for AlGaIn/GaN HEMT. *Electronics Letters*, 41(16) :927+, 2005.

- [82] J. Kuzmík, D. Pogany, E. Gornik, P. Javorka, and P. Kordoš. Electrical overstress in AlGa_N/Ga_N HEMTs : study of degradation processes. *Solid-State Electronics*, 48(2) :271–276, February 2004.
- [83] R. Dietrich, A. Wieszt, A. Vescan, H. Leier, R. Stenzel, and W. Klix. Power handling limits and degradation of large area AlGa_N/Ga_N RF-HEMTs. *Solid-State Electronics*, 47(1) :123–125, January 2003.
- [84] Jungwoo Joh and Jesus A. Del Alamo. Critical Voltage for Electrical Degradation of Ga_N High-Electron Mobility Transistors. *Electron Device Letters, IEEE*, 29(4) :287–289, April 2008.
- [85] Uttiya Chowdhury, Jose L. Jimenez, Chi-Kwan Lee, Edward Beam, Paul Saunier, Tony Balistreri, Seong-Yong Park, Cathy Lee, J. Wang, Moon Kim, Jungwoo Joh, and Jesus A. Alamo. TEM Observation of Crack- and Pit-Shaped Defects in Electrically Degraded Ga_N HEMTs. *Electron Device Letters, IEEE*, 29(10) :1098–1100, October 2008.
- [86] J. A. del Alamo and J. Joh. Ga_N HEMT reliability. *Microelectronics Reliability*, 49(9-11) :1200–1206, September 2009.
- [87] S. Y. Park, Carlo Floresca, Uttiya Chowdhury, Jose L. Jimenez, Cathy Lee, Edward Beam, Paul Saunier, Tony Balistreri, and Moon J. Kim. Physical degradation of Ga_N HEMT devices under high drain bias reliability testing. *Microelectronics Reliability*, 49(5) :478–483, May 2009.
- [88] Enrico Zanoni, Francesca Danesin, Matteo Meneghini, Antonio Cetronio, Claudio Lanzieri, Marco Peroni, and Gaudenzio Meneghesso. Localized Damage in AlGa_N/Ga_N HEMTs Induced by Reverse-Bias Testing. *Electron Device Letters, IEEE*, 30(5) :427–429, May 2009.
- [89] Chenming Hu, Simon C. Tam, Fu-Chieh Hsu, Ping-Keung Ko, Tung-Yi Chan, and Kyle W. Terrill. Hot-electron-induced MOSFET degradation-Model, monitor, and improvement. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 32(2) :375–385, February 1985.
- [90] A. Curutchet. *Etude du bruit aux basses fréquences dans les Transistors à Haute Mobilité Electronique à base de Nitrure de Gallium*. PhD thesis, Laboratoire IMS, Université de Bordeaux 1, 2005.
- [91] J. Li, S. J. Cai, G. Z. Pan, Y. L. Chen, C. P. Wen, and K. L. Wang. High breakdown voltage Ga_N HFET with field plate. *Electronics Letters*, 37(3) :196–197, February 2001.
- [92] M. G. Ancona, S. C. Binari, and D. J. Meyer. Fully coupled thermoelectromechanical analysis of Ga_N high electron mobility transistor degradation. *Journal of Applied Physics*, 111(7) :074504+, April 2012.
- [93] C. Canali, F. Magistrali, A. Paccagnella, M. Sangalli, C. Tedesco, and E. Zanoni. Trap-related effects in AlGaAs/GaAs HEMTs. *IEE Proceedings G Circuits, Devices and Systems*, 138(1) :104+, 1991.
- [94] Gaudenzio Meneghesso, Alessandro Paccagnella, Youcef Haddab, Claudio Canali, and Enrico Zanoni. Evidence of interface trap creation by hot-electrons in AlGaAs/GaAs high electron mobility transistors. *Applied Physics Letters*, 69(10) :1411–1413, September 1996.

- [95] G. Meneghesso, Giovanni Verzellesi, Roberto Pierobon, Fabiana Rampazzo, Alessandro Chini, Umesh K. Mishra, Claudio Canali, and E. Zanoni. Surface-related drain current dispersion effects in AlGaIn-GaN HEMTs. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 51(10) :1554–1561, October 2004.
- [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 AlGaIn/GaN HEMT in S-Band pulsed-RF operating life. *Microelectronics Reliability*, 52(11) :2561–2567, November 2012.
- [97] Pouya Valizadeh. High-Temperature Very Low Frequency Noise-Based Investigation of Slow Transients in AlGaIn/GaN MODFETs. *Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on*, 8(2) :265–271, June 2008.
- [98] Davide Bisi, Matteo Meneghini, C. De Santi, Alessandro Chini, Michael Dammann, P. Bruckner, Michael Mikulla, Gaudenzio Meneghesso, and Enrico Zanoni. Deep-Level Characterization in GaN HEMTs-Part I : Advantages and Limitations of Drain Current Transient Measurements. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 60(10) :3166–3175, October 2013.
- [99] D. W. Cardwell, A. Sasikumar, A. R. Arehart, S. W. Kaun, J. Lu, S. Keller, J. S. Speck, U. K. Mishra, S. A. Ringel, and J. P. Pelz. Spatially-resolved spectroscopic measurements of Ec-0.57eV traps in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors. *Applied Physics Letters*, 102(19) :193509+, May 2013.
- [100] A. R. Arehart, A. Sasikumar, S. Rajan, G. D. Via, B. Poling, B. Winningham, E. R. Heller, D. Brown, Y. Pei, F. Recht, U. K. Mishra, and S. A. Ringel. Direct observation of 0.57eV trap-related RF output power reduction in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors. *Solid-State Electronics*, 80 :19–22, February 2013.
- [101] Jungwoo Joh and Jesus Del Alamo. A Current-Transient Methodology for Trap Analysis for GaN High Electron Mobility Transistors. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 58(1) :132–140, January 2011.
- [102] A. Y. Polyakov, N. B. Smirnov, A. V. Govorkov, A. A. Shlensky, and S. J. Pearton. Influence of high-temperature annealing on the properties of Fe doped semi-insulating GaN structures. *Journal of Applied Physics*, 95(10) :5591–5596, May 2004.
- [103] Marco Silvestri, Michael J. Uren, and Martin Kuball. Iron-induced deep-level acceptor center in GaN/AlGaIn high electron mobility transistors : Energy level and cross section. *Applied Physics Letters*, 102(7) :073501+, February 2013.
- [104] R. Heitz, P. Thurian, I. Loa, L. Eckey, A. Hoffmann, I. Broser, K. Pressel, B. K. Meyer, and E. N. Mokhov. Zeeman spectroscopy of the Fe³⁺ center in GaN. *Applied Physics Letters*, 67(19) :2822–2824, November 1995.
- [105] T. Aggerstam, A. Pinos, S. Marcinkevičius, M. Linnarsson, and S. Lourdudoss. Electron and Hole Capture Cross-Sections of Fe Acceptors in GaN :Fe Epitaxially Grown on Sapphire. *Journal of Electronic Materials*, 36(12) :1621–1624, December 2007.
- [106] L. Stuchlíková, J. Šebok, J. Rybár, M. Petrus, M. Nemeč, L. Harmatha, J. Benková, J. Kováč, J. Škriniarová, T. Lalinský, R. Paskiewicz, and M. Tlaczala. Investigation

- of deep energy levels in heterostructures based on GaN by DLTS. In *Advanced Semiconductor Devices & Microsystems (ASDAM), 2010 8th International Conference on*, pages 135–138. IEEE, October 2010.
- [107] M. Asghar, P. Muret, B. Beaumont, and P. Gibart. Field dependent transformation of electron traps in GaN p-n diodes grown by metal-organic chemical vapour deposition. *Materials Science and Engineering : B*, 113(3) :248–252, November 2004.
- [108] Z. Zhang, C. A. Hurni, A. R. Arehart, J. Yang, R. C. Myers, J. S. Speck, and S. A. Ringel. Deep traps in nonpolar m-plane GaN grown by ammonia-based molecular beam epitaxy. *Applied Physics Letters*, 100(5) :052114+, January 2012.
- [109] A. R. Arehart, A. Corrion, C. Poblenz, J. S. Speck, U. K. Mishra, S. P. DenBaars, and S. A. Ringel. Comparison of deep level incorporation in ammonia and rf-plasma assisted molecular beam epitaxy n-GaN films. *Phys. Status Solidi (c)*, 5(6) :1750–1752, May 2008.
- [110] 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.
- [111] Z. Q. Fang, L. Polenta, J. W. Hensky, and D. C. Look. Deep centers in as-grown and electron-irradiated n-GaN. In *Semiconducting and Insulating Materials Conference, 2000. SIMC-XI. International*, pages 35–42. IEEE, 2000.
- [112] Milan Ćapajna, Richard J. T. Simms, Yi Pei, Umesh K. Mishra, and Martin Kuball. Integrated Optical and Electrical Analysis : Identifying Location and Properties of Traps in AlGaIn/GaN HEMTs During Electrical Stress. *Electron Device Letters, IEEE*, 31(7) :662–664, July 2010.
- [113] 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.
- [114] 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.
- [115] T. Okino, M. Ochiai, Y. Ohno, S. Kishimoto, K. Maezawa, and T. Mizutani. Drain current DLTS of AlGaIn-GaN MIS-HEMTs. *Electron Device Letters, IEEE*, 25(8) :523–525, August 2004.
- [116] 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 AlGaIn/GaN HEMTs. In *Reliability Physics Symposium (IRPS), 2012 IEEE International*, pages 2C.3.1–2C.3.6. IEEE, April 2012.
- [117] A. M. Wells, M. J. Uren, R. S. Balmer, K. P. Hilton, T. Martin, and M. Missous. Direct demonstration of the 'virtual gate' mechanism for current collapse in AlGaIn/GaN HFETs. *Solid-State Electronics*, 49(2) :279–282, February 2005.

- [118] Steven C. Binari, P. B. Klein, and Thomas E. Kazior. Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs. *Proceedings of the IEEE*, 90(6) :1048–1058, June 2002.
- [119] Mustapha Faqir, Giovanni Verzellesi, Gaudenzio Meneghesso, Enrico Zanoni, and Fausto Fantini. Investigation of High-Electric-Field Degradation Effects in AlGa_N/Ga_N HEMTs. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 55(7) :1592–1602, July 2008.
- [120] Gaudenzio Meneghesso, Matteo Meneghini, Augusto Tazzoli, Nicolo' Ronchi, Antonio Stocco, Alessandro Chini, and Enrico Zanoni. Reliability issues of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2 :39–50, February 2010.
- [121] Gaudenzio Meneghesso, Franco Zanon, Michael J. Uren, and Enrico Zanoni. Anomalous Kink Effect in Ga_N High Electron Mobility Transistors. *Electron Device Letters, IEEE*, 30(2) :100–102, February 2009.
- [122] R. Cuerdo, Y. Pei, Z. Chen, S. Keller, S. P. DenBaars, F. Calle, and U. K. Mishra. The Kink Effect at Cryogenic Temperatures in Deep Submicron AlGa_N/Ga_N HEMTs. *Electron Device Letters, IEEE*, 30(3) :209–212, March 2009.
- [123] L. Brunel, N. Malbert, A. Curutchet, N. Labat, and B. Lambert. Kink effect characterization in AlGa_N/Ga_N HEMTs by DC and drain current transient measurements. In *Solid-State Device Research Conference (ESSDERC), 2012 Proceedings of the European*, pages 270–273. IEEE, 2012.
- [124] L. Brunel, B. Lambert, P. Mezenge, J. Bataille, D. Floriot, J. Grünenpütt, H. Blanck, D. Carisetti, Y. Gourdel, N. Malbert, A. Curutchet, and N. Labat. Analysis of Schottky gate degradation evolution in AlGa_N/Ga_N HEMTs during HTRB stress. *Microelectronics Reliability*, 53(9-11) :1450–1455, September 2013.
- [125] Junji Kotani, Masafumi Tajima, Seiya Kasai, and Tamotsu Hashizume. Mechanism of surface conduction in the vicinity of Schottky gates on AlGa_N/Ga_N heterostructures. *Applied Physics Letters*, 91(9) :093501+, August 2007.
- [126] D. Mahaveer Sathaiya and Shreepad Karmalkar. Thermionic trap-assisted tunneling model and its application to leakage current in nitrated oxides and AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistors. *Journal of Applied Physics*, 99(9) :093701+, May 2006.
- [127] Martin Kuball, Milan Āapajna, Richard J. T. Simms, Mustapha Faqir, and Umesh K. Mishra. AlGa_N/Ga_N HEMT device reliability and degradation evolution : Importance of diffusion processes. *Microelectronics Reliability*, 51(2) :195–200, February 2011.
- [128] Jungwoo Joh and Jesus Del Alamo. Mechanisms for Electrical Degradation of Ga_N High-Electron Mobility Transistors. In *Electron Devices Meeting, 2006. IEDM '06. International*, pages 1–4. IEEE, December 2006.
- [129] *Datasheet du CHK025A-SOA d'UMS*.
- [130] Helmut Jung, Reza Behtash, James R. Thorpe, Klaus Riepe, Franck Bourgeois, Hervé Blanck, Andrey Chuvilin, and Ute Kaiser. Reliability behavior of Ga_N HEMTs related to Au diffusion at the Schottky interface. *physica status solidi (c)*, 6(S2) :S976–S979, June 2009.

- [131] P. Denis, P. Dherbécourt, O. Latry, C. Genevois, F. Cuvilly, M. Brault, and M. Kadi. Robustness of 4H-SiC 1200V Schottky diodes under high electrostatic discharge like human body model stresses : An in-depth failure analysis. *Diamond and Related Materials*, 44 :62–70, April 2014.
- [132] Engin Arslan, Şemsettin Altındal, Süleyman Özçelik, and Ekmel Ozbay. Tunneling current via dislocations in Schottky diodes on AlInN/AlN/GaN heterostructures. *Semiconductor Science and Technology*, 24(7) :075003+, July 2009.
- [133] N. Miura, T. Nanjo, M. Suita, T. Oishi, Y. Abe, T. Ozeki, H. Ishikawa, T. Egawa, and T. Jimbo. Thermal annealing effects on Ni/Au based Schottky contacts on n-GaN and AlGaIn/GaN with insertion of high work function metal. *Solid-State Electronics*, 48(5) :689–695, May 2004.
- [134] Ferdinando Iucolano, Fabrizio Roccaforte, Filippo Giannazzo, and Vito Raineri. Barrier inhomogeneity and electrical properties of Pt/GaN Schottky contacts. *Journal of Applied Physics*, 102(11) :113701+, December 2007.
- [135] Soo-Hyon Phark, Hogyoun Kim, Keun M. Song, Phil G. Kang, Heung S. Shin, and Dong-Wook Kim. Current transport in Pt Schottky contacts to a-plane n-type GaN. *Journal of Physics D : Applied Physics*, 43(16) :165102+, April 2010.
- [136] Wantae Lim, Jae-Hyun Jeong, Jae-Hoon Lee, Seung-Bae Hur, Jong-Kyu Ryu, Ki-Se Kim, Tae-Hyung Kim, Sang Y. Song, Jong-In Yang, and S. J. Pearton. Temperature dependence of current-voltage characteristics of Ni/AlGaIn/GaN Schottky diodes. *Applied Physics Letters*, 97(24) :242103+, December 2010.
- [137] R. F. Schmitsdorf, T. U. Kampen, and W. Mönch. Explanation of the linear correlation between barrier heights and ideality factors of real metal-semiconductor contacts by laterally nonuniform Schottky barriers. *Journal of Vacuum Science & Technology B*, 15(4) :1221–1226, July 1997.
- [138] L. Brunel. *Contribution à l'assurance fiabilité de filières HEMTs à base de GaN sur substrat SiC : caractérisation électrique approfondie et modélisation des effets parasites*. PhD thesis, Université de Bordeaux, 2014.
- [139] Jungwoo Joh, Jesús del Alamo, Uttiya Chowdhury, Tso-Min Chou, Hua-Quen Tserng, and Jose L. Jimenez. Measurement of Channel Temperature in GaN High-Electron Mobility Transistors. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 56(12) :2895–2901, December 2009.
- [140] Site du fabricant ROGERS : <http://www.rogerscorp.com>.
- [141] G. Astre. *Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN*. PhD thesis, Laboratoire LAAS, Université de Toulouse, 2012.
- [142] W. Götz, N. M. Johnson, H. Amano, and I. Akasaki. Deep level defects in n-type GaN. *Applied Physics Letters*, 65(4) :463–465, July 1994.
- [143] C. D. Wang, L. S. Yu, S. S. Lau, E. T. Yu, W. Kim, A. E. Botchkarev, and H. Morkoç. Deep level defects in n-type GaN grown by molecular beam epitaxy. *Applied Physics Letters*, 72(10) :1211–1213, March 1998.

- [144] N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Sury, V. Hoel, J. C. de Jaeger, N. Defrance, Y. Douvry, C. Dua, M. Oualli, C. Bru-Chevallier, J. M. Bluet, and W. Chikhaoui. Characterisation and modelling of parasitic effects and failure mechanisms in AlGa_N/Ga_N HEMTs. *Microelectronics Reliability*, 49(9-11) :1216–1221, September 2009.
- [145] A. L. Mc Worther. *1/f noise and germanium surface properties*. 1957.
- [146] F. N. Hooge. 1/f noise. *Physica B+C*, 83(1) :14–23, May 1976.
- [147] Raphaël Aubry, Jean-Claude Jacquet, J. Weaver, Olivier Durand, P. Dobson, G. Mills, Marie-Antoinette D. Forte-Poisson, Simone Cassette, and Sylvain-Laurent Delage. SThM Temperature Mapping and Nonlinear Thermal Resistance Evolution With Bias on AlGa_N/Ga_N HEMT Devices. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 54(3) :385–390, March 2007.
- [148] M. R. Osborne and G. K. Smyth. A Modified Prony Algorithm for Exponential Function Fitting. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 16(1) :119–138, January 1995.
- [149] M. Hanine, M. Masmoudi, and J. Marcon. A reliable procedure for the analysis of multiexponential transients that arise in deep level transient spectroscopy. *Materials Science and Engineering : B*, 114-115 :322–329, December 2004.
- [150] Oleg Mitrofanov and Michael Manfra. Mechanisms of gate lag in Ga_N/AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistors. *Superlattices and Microstructures*, 34(1-2) :33–53, July 2003.
- [151] Aaron R. Arehart. *Investigation of electrically active defects in Ga_N, AlGa_N, and AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistors*. PhD thesis, Ohio State University, Electrical and Computer Engineering, 2009.
- [152] A. Prejs, S. Wood, R. Pengelly, and W. Pribble. Thermal analysis and its application to high power Ga_N HEMT amplifiers. In *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT'09. IEEE MTT-S International*, pages 917–920. IEEE, June 2009.
- [153] Olivier Jardel, Fabien De Groote, Tibault Reveyrand, Jean-Claude Jacquet, Christophe Charbonniaud, Jean-Pierre Teyssier, Didier Floriot, and Raymond Quéré. An Electro-thermal Model for AlGa_N/Ga_N Power HEMTs Including Trapping Effects to Improve Large-Signal Simulation Results on High VSWR. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 55(12) :2660–2669, December 2007.
- [154] A. Chini, F. Soci, M. Meneghini, G. Meneghesso, and E. Zanoni. Deep Levels Characterization in Ga_N HEMTs-Part II : Experimental and Numerical Evaluation of Self-Heating Effects on the Extraction of Traps Activation Energy. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 60(10) :3176–3182, October 2013.
- [155] Ali M. Darwish, Andrew J. Bayba, and H. Alfred Hung. Thermal resistance calculation of AlGa_N-Ga_N devices. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(11) :2611–2620, November 2004.
- [156] Gaudenzio Meneghesso, Matteo Meneghini, Davide Bisi, Isabella Rossetto, Andrea Cester, Umesh K. Mishra, and Enrico Zanoni. Trapping phenomena in AlGa_N/Ga_N HEMTs : a study based on pulsed and transient measurements. *Semiconductor Science and Technology*, 28(7) :074021+, July 2013.

- [157] A. Y. Polyakov, N. B. Smirnov, A. S. Usikov, A. V. Govorkov, and B. V. Pushniy. Studies of the origin of the yellow luminescence band, the nature of nonradiative recombination and the origin of persistent photoconductivity in n-GaN films. *Solid-State Electronics*, 42(11) :1959–1967, November 1998.
- [158] G. A. Umana-Membreno, G. Parish, N. Fichtenbaum, S. Keller, U. K. Mishra, and B. D. Nener. Electrically Active Defects in GaN Layers Grown With and Without Fe-doped Buffers by Metal-organic Chemical Vapor Deposition. *Journal of Electronic Materials*, 37(5) :569–572, 2008.
- [159] W. Götz, J. Walker, L. T. Romano, N. M. Johnson, and R. J. Molnar. Thickness Dependence of Electronic Properties of GaN Epi-layers. In *Symposium N-III-V Nitrides*, volume 449 of *MRS Online Proceedings Library*, 1996.
- [160] Z. Q. Fang, D. C. Look, C. Lu, and H. Morkoç. Electron and hole traps in GaN p-i-n photodetectors grown by reactive molecular beam epitaxy. *Journal of Electronic Materials*, 29(9) :L19–L23, September 2000.
- [161] Salah Saadaoui, Mohamed M. Salem, Olfa Fathallah, Malek Gassoumi, Christophe Gaquière, and Hassen Maaref. Leakage current, capacitance hysteresis and deep traps in Al_{0.25}Ga_{0.75}N/GaN/SiC high-electron-mobility transistors. *Physica B : Condensed Matter*, 412 :126–129, March 2013.
- [162] Milan Ćapajna, Nicole Killat, Uttiya Chowdhury, Jose L. Jimenez, and Martin Kuball. The role of surface barrier oxidation on AlGaN/GaN HEMTs reliability. *Microelectronics Reliability*, 52(1) :29–32, January 2012.
- [163] P. Dyba, E. Placzek-Popko, E. Zielony, Z. Gumienny, S. Grzanka, R. Czernecki, and T. Suski. Deep Levels in GaN p-n Junctions Studied by Deep Level Transient Spectroscopy and Laplace Transform Deep-Level Spectroscopy. In *XXXIX Jaszowiec International School and Conference on the Physics of Semiconductors, Krynica-Zdrój*, 2010.
- [164] J. C. De Jaeger, S. L. Delage, G. Dambrine, M. A. Di Forte Poisson, V. Hoel, S. Lepilliet, B. Grimbert, E. Morvan, Y. Mancuso, G. Gauthier, A. Lefrancois, and Y. Cordier. Noise assessment of AlGaN/GaN HEMTs on Si or SiC substrates : application to X-band low noise amplifiers. In *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, pages 229–232. IEEE, October 2005.
- [165] Feng Gao, Di Chen, Bin Lu, Harry L. Tuller, Carl V. Thompson, Stacia Keller, Umesh K. Mishra, and Tomás Palacios. Impact of Moisture and Fluorocarbon Passivation on the Current Collapse of AlGaN/GaN HEMTs. *Electron Device Letters, IEEE*, 33(10) :1378–1380, October 2012.
- [166] M. Faqir, T. Batten, T. Mrotzek, S. Knippscheer, M. Massiot, L. Letteron, S. Rochette, O. Vendier, J. M. Desmarres, F. Courtade, and M. Kuball. Silver diamond composite as a new packaging solution : A thermo-mechanical stability study. In *Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (SEMI-THERM), 2011 27th Annual IEEE*, pages 314–316. IEEE, March 2011.
- [167] B. Luo, J. W. Johnson, F. Ren, K. K. Allums, C. R. Abernathy, S. J. Pearton, A. M. Dabiran, A. M. Wowchack, C. J. Polley, P. P. Chow, D. Schoenfeld, and A. G. Baca.

- Influence of ^{60}Co Y-rays on DC performance of AlGa N /Ga N high electron mobility transistors. *Applied Physics Letters*, 80(4) :604–606, January 2002.
- [168] H. Maanane. *Étude de la fiabilité des transistors hyperfréquences de puissance dans une application RADAR en bande S*. PhD thesis, Université de Rouen, 2005.
- [169] Ingrid De Wolf and Mahmoud Rasras. Spectroscopic photon emission microscopy : a unique tool for failure analysis of microelectronics devices. *Microelectronics Reliability*, 41(8) :1161–1169, August 2001.
- [170] A. Glowacki, P. Laskowski, C. Boit, Ponky Ivo, Eldad Bahat-Treidel, Reza Pazirandeh, Richard Lossy, Joachim Würfl, and Günther Tränkle. Characterization of stress degradation effects and thermal properties of AlGa N /Ga N HEMTs with photon emission spectral signatures. *Microelectronics Reliability*, 49(9-11) :1211–1215, September 2009.
- [171] Enrico Zanoni, Gaudenzio Meneghesso, Giovanni Verzellesi, Francesca Danesin, Matteo Meneghini, Fabiana Rampazzo, Augusto Tazzoli, and Franco Zanon. A review of failure modes and mechanisms of Ga N -based HEMTs. In *Electron Devices Meeting, 2007. IEDM 2007. IEEE International*, pages 381–384. IEEE, December 2007.
- [172] M. Bouya. *Étude des mécanismes de défaillances et de transport dans les structures HEMTs AlGa N /Ga N* . PhD thesis, Université de Bordeaux 1, 2012.

Etude de la fiabilité à long terme des transistors HEMT à base de GaN

Résumé

Les performances des HEMTs AlGaN/GaN sont en passe de devenir une technologie de référence pour les applications de forte puissance dans le domaine radiofréquence. Cependant, le manque de retour d'expérience sur la fiabilité de ces dispositifs se fait ressentir chez les industriels des domaines de la défense, de l'automobile et des télécommunications à cause de la jeunesse de cette filière. Cette étude se porte donc sur la fiabilité à long terme de transistors HEMT AlGaN/GaN de puissance en régime RADAR. Elle repose notamment sur des caractérisations électriques des composants, le développement d'une méthode athermique de caractérisation de pièges ainsi que le stress de ces transistors sur un banc de vieillissement dédié. La somme des caractérisations avant, pendant et après vieillissement ainsi que les analyses micro-structurales permet de définir des hypothèses quant à l'origine physique des dérives de performances de ces composants.

Mots clés

HEMT AlGaN/GaN, fiabilité, tests de vieillissement RF pulsés, pièges, caractérisations électriques, analyse micro-structurale.

Study of the long term reliability of GaN HEMT transistors

Abstract

AlGaN/GaN HEMTs are on their way to become a reference technology for high power and high frequency applications. However, the lack of feedback regarding the reliability of such devices can be felt by the defense, automotive and telecommunications industrialists because of its lack of maturity. This study deals with the long term reliability of power AlGaN/GaN HEMTs in RADAR operating mode. It is based upon electrical characterizations, the development of an athermal measurement technique for traps and RF stresses on an ageing bench. The sum of all the characterizations before, during and after the ageing tests as well as micro-structural analyses allows to define hypotheses regarding the physical origin of the performance drift of such components.

Key words

AlGaN/GaN HEMT, reliability, pulsed RF ageing test, traps, electrical characterizations, micro-structural analysis.