



HAL
open science

Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN

Guilhem Astre

► **To cite this version:**

Guilhem Astre. Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2012. Français. NNT: . tel-00767154

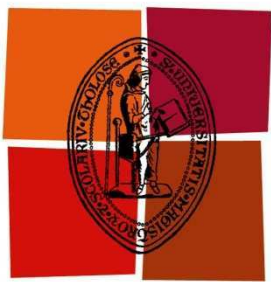
HAL Id: tel-00767154

<https://theses.hal.science/tel-00767154>

Submitted on 19 Dec 2012

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'université Toulouse III – Paul Sabatier

Discipline ou spécialité : *Micro-onde, Electromagnétisme et optoélectronique.*

Présentée et soutenue par *Astre Guilhem*
Le 17/01/2012

Titre : *Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN*

JURY

Laurent Escotte, président
Nathalie Lambert, rapporteur
Jean-Claude De Jaeger, rapporteur
Christian Moreau, examinateur
Benoit Lambert, examinateur
Jean-Luc Muraro, examinateur
Frédéric Morancho, examinateur

Ecole doctorale : *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*

Unité de recherche : *LAAS-CNRS*

Directeur de Thèse : *Jean-Guy Tartarin*



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'université Toulouse III – Paul Sabatier

Discipline ou spécialité : *Micro-onde, Electromagnétisme et optoélectronique.*

Présentée et soutenue par *Astre Guilhem*
Le 17/01/2012

Titre : *Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN*

JURY

Laurent Escotte, président
Nathalie Lambert, rapporteur
Jean-Claude De Jaeger, rapporteur
Christian Moreau, examinateur
Benoit Lambert, examinateur
Jean-Luc Muraro, examinateur
Frédéric Morancho, examinateur

Ecole doctorale : *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*

Unité de recherche : *LAAS-CNRS*

Directeur de Thèse : *Jean-Guy Tartarin*

Avant-propos

Trois ans de thèse, c'est long. Cinq ans, c'est mieux. Surtout quand c'est bon.

Mes premières pensées vont nécessairement vers Jean-Guy pour son accompagnement simplement exceptionnel. Mes dernières iront naturellement vers lui pour tout le reste. J'y reviendrai.

Jacques Graffeuil est de ces personnages que l'on n'oublie pas. En tant que professeur, en tant que collaborateur, en tant que scientifique hors du commun mais surtout pour son naturel parfois acerbe mais toujours juste et souvent drôle. Merci donc, pour ses années à vos côtés et votre soutien inconditionnel.

L'ironie du sort a fait que j'ai connu Laurent comme directeur d'une licence qui aurait dû m'éloigner des études. Il fût finalement un président de jury de thèse parfait pour moi. Merci Laurent pour tes compétences et l'esprit rock'n'roll qui te colle tellement à la peau.

Si ce manuscrit vous plaît, je n'y suis finalement pas pour grand-chose. Mais vous pouvez remercier avec moi Mme Nathalie Malbert et M. Jean-Claude De Jaeger pour leurs rapports précieux, M. Christian Moreau pour l'accompagnement financier de la DGA et M. Benoît Lambert pour l'accompagnement technologique d'UMS. Je n'oublie évidemment pas Fred et Jean-Luc pour leur participation amicale au jury mais non moins scientifiquement précieuse.

Le LAAS est un laboratoire étonnant à bien des égards. Sa complexité cristallise ce que le système universitaire et de recherche français apporte au débat politique et social. Pour moi le débat s'arrête à la nécessité d'un tel système, celle de l'égalité des chances, de l'intégration et du savoir. Merci donc à tous les acteurs que j'ai côtoyés. Je pense de manière non exhaustive à la direction du LAAS, à Olivier, Eric, Christophe, Thierry, tous les chercheurs et professeurs qui m'ont accompagné.

Les sciences ça le fait. Les potes c'est mieux. Surtout quand ce sont les bons.

Néné, cette thèse est aussi un peu la tienne même si tu n'y pipes que dalle. Nos échanges épistolaires, nos virées nocturnes et nos discours imbibés sont un peu la quintessence subliminale de ce manuscrit. Je ne te remercie pas aujourd'hui... j'ai encore

besoin de toi. On verra ça plus tard. Pareil pour les autres. Je ne vais pas pécher par excès de zèle en les citant tous, ce n'est juste pas possible. Chacun sait l'importance que j'accorde à notre amitié indéfectible.

Il en aura fallu des cessions chez lolo pour optimiser l'angle de pénétration du plastique dans le plâtre. Mais le résultat final est plutôt bon. Merci lolo pour tous ces moments simples mais nécessaires, pour ta personnalité et ton amitié. Tu es évidemment accompagné par le staff du café des sports et ses plus illustres fidèles, P.wesh, Tom, Julien, Teddy. Merci les gars pour votre décontraction et la simplicité de nos relations. Je n'oublie évidemment pas Emilie, Serge, Ayad, Khaldoun, Aude, Antonin, Damien, toute l'équipe de foot et tous les autres thésards, stagiaires que j'ai côtoyés avec mes plus plates excuses pour le manque d'exhaustivité.

Un autre chapitre commence pour moi là où celui-ci se termine. Pas le plus reposant. Je l'ai commencé avec Greg et le finirai de toute façon avec lui. Merci donc à mon binôme, ami puis associé pour l'ivresse de l'aventure que nous partageons. Le meilleur reste à venir. Nous le vivrons avec Patrice, lieutenant inamovible et Loulou, devenu rapidement indispensable. Vous prenez une place toute particulière dans ces remerciements pour votre implication et votre soutien.

On choisit ses amis, pas sa famille. Pas grave, ils sont trop cools.

Les remerciements que je vous adresse ici Maman, Papa et Marion ne sont que le pâle reflet de l'amour que j'éprouve pour vous. J'associe à ces mots Cathy, Jean-Pierre, Clémentine et Jules pour le plaisir d'être avec vous au quotidien et la simplicité des liens qui unissent notre famille. J'ai également une pensée émue pour mes grands-parents qui n'ont pas pu rester jusqu'au bout mais aussi pour Cécile qui m'a accompagné tant d'années.

Je finis comme promis par Jean-Guy.

Tu m'avouais avoir un goût d'inachevé le jour de ma soutenance. Ce goût est celui de l'émotion qui m'aurait submergé lors des remerciements qui n'ont donc eu lieu que de manière très protocolaire. Le discours que j'avais prévu ce jour-là et qui t'était destiné est celui d'une personne qui te doit énormément. Je te l'ai déjà expliqué. Je m'arrête donc sur l'expression de ma plus profonde admiration.

Table des matières

1	Les dispositifs GaN et la fiabilité.....	23
1.1	Le Nitrure de Gallium	23
1.1.1	Généralités sur le GaN	23
1.1.2	Les transistors HEMT AlGa _N /Ga _N	24
1.1.3	Les méthodes d'épitaxie	26
1.1.4	Le dopage.....	27
1.2	Propriétés physiques des structures	28
1.2.1	Qualité cristalline	28
1.2.2	Canal bidimensionnel d'électrons.....	30
1.2.3	Contacts ohmiques et contacts Schottky.....	31
1.2.3.1	Contacts ohmiques	31
1.2.3.2	Contacts Schottky.....	32
1.2.4	Piézoélectricité et polarisation spontanée	34
1.2.4.1	Effets piézoélectriques	34
1.2.4.2	Polarisation spontanée.....	36
1.2.4.3	Les différents types d'interface	37
1.3	Défaillances des structures AlGa_N/Ga_N.....	39
1.3.1	Méthodes de vieillissement.....	40
1.3.1.1	Contrainte en température	40
1.3.1.2	Contrainte DC	42
1.3.1.3	Contrainte RF.....	43
1.3.2	Mécanismes de dégradation	43

1.3.2.1	Dégradation piézoélectrique.....	44
1.3.2.2	Dégradation métallurgique.....	45
1.3.2.3	Mécanismes de piégeage dans les structures AlGaIn/GaN	45
1.4	Conclusion du chapitre	48
	Bibliographie 1^{er} chapitre.....	49
2	Les Moyens expérimentaux dédiés aux analyses de fiabilité.....	57
2.1	Bruit basse fréquence.....	57
2.1.1	Définition	57
2.1.2	Les sources de bruit dans un transistor HEMT AlGaIn/GaN.....	58
2.1.3	Sources de bruit mesurées sur le drain.....	60
2.1.3.1	Bruit de grenaille.....	60
2.1.3.2	Bruit en 1/f	61
2.1.3.3	Bruit de génération-recombinaison.....	62
2.1.4	Sources de bruit mesurées sur la grille.....	63
2.1.4.1	Bruit de grenaille.....	63
2.1.4.2	Bruit thermique	63
2.1.4.3	Bruit de génération-recombinaison	64
2.1.4.4	Bruit en 1/f	64
2.2	Caractérisation électrique	64
2.2.1	Mesures statiques	65
2.2.1.1	Caractéristique $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$	65
2.2.1.2	Caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$	68
2.2.1.3	Caractéristique $I_{GS}(V_{DS}, V_{GS})$	70
2.2.2	Mesures pulsées	72

2.2.2.1	Gate-lag	72
2.2.2.2	Drain-lag	74
2.3	Spectroscopie transitoire de centres profonds	74
2.3.1	Définitions.....	74
2.3.2	Emission et capture des centres profonds	75
2.3.3	Principes de la spectroscopie de transitoire de centres profonds	77
2.3.4	Conclusion du chapitre	78
	Bibliographie 2^{ème} chapitre	79
3	Etude de la filière TRT.....	85
3.1	Influence de la deutération sur la robustesse des structures AlGaIn/GaN.....	85
3.1.1	Mesures initiales.	87
3.1.2	Etude de la dégradation des structures.....	89
3.1.2.1	Evolution des paramètres électriques.....	90
3.1.2.2	Evolution de la densité spectrale de bruit.	95
3.2	Etude du stress RF.	98
3.2.1	Dispositif expérimental.....	99
3.3	Conclusion du chapitre	105
	Bibliographie 3^{ème} chapitre	106
4	Etude de transistors d'une filière industrielle	113
4.1	Les composants étudiés et les conditions de vieillissement. ..	113
4.2	Mesures I(V) statiques.	114

4.3	Etude des phénomènes de lag.....	115
4.3.1	Mesures initiales.	115
4.3.2	Gate-lag.....	119
4.3.3	Drain-lag	125
4.4	Etude du bruit basse fréquence	130
4.5	Etude des centres profonds	134
4.6	Etude de Richardson.....	138
4.7	Conclusion du chapitre.....	139
	Bibliographie 4^{ème} chapitre	140
5	Conclusion générale.....	145
6	Annexes.....	151
	Annexe 1 : Banc de mesure de bruit BF.....	151
	Annexe 2 : Caractérisation électrique.	156
	Annexe 3 : Mesures pulsées.	158
	Annexe 4 : banc de mesure DLTS.....	160

Introduction générale

Introduction générale

Les propriétés physiques du GaN en font le matériau à grande bande interdite le plus largement utilisé dans la conception de circuits actifs. Ses qualités intrinsèques (champs de claquage élevé, forte conductivité thermique, forte densité d'électrons, bonne vitesse de saturation) lui confèrent de très bonnes performances aux hautes fréquences que ce soit pour les applications de puissance ou faible bruit. Il est ainsi un candidat idéal pour la réalisation de mélangeurs, d'oscillateurs contrôlés en tension (VCO) ou encore d'amplificateurs faible bruit (LNA). S'il présente des propriétés thermiques moindres par rapport au diamant, le GaN reste moins onéreux et plus propice au dopage du matériau pour réaliser des structures électroniques que ce dernier.

Historiquement, les années 90 ont vu l'émergence de la filière des semi-conducteurs à grande bande interdite avec comme principal objectif le développement de systèmes électroniques pour les applications de défense. Les Etats-Unis et le Japon, pionniers en matière de recherche sur le GaN, sont aujourd'hui encore en avance sur l'Europe dont les moyens investis dans le domaine sont bien supérieurs à ceux déployés dans ces deux pays.

Cependant, les travaux de recherche concernant l'industrialisation de la filière MMIC en nitrure de gallium prennent actuellement une nouvelle dimension en Europe. La nécessité de développer une technologie compétitive au niveau européen a fait naître de nombreux projet concernant l'amélioration des processus technologiques. L'indépendance économique de l'Europe vis-à-vis des technologies stratégiquement sensibles en est l'enjeu. Les applications concernées sont de natures très différentes et répondent à des besoins d'ordre commerciaux et militaires. Il s'agit d'une part du marché des télécommunications avec les stations de bases des liaisons sans fil (3G+, 4G, WIMAX, applications satellites...), et d'autre part du marché de la défense avec les applications radar qui cristallisent l'essentiel des recherches dans le domaine. Les propriétés optiques du GaN le rendent aussi attractif dans des applications moins sensibles de l'optoélectronique et notamment celle des diodes laser émettant dans le bleu utilisées dans la technologie blu-ray.

Le point sensible inhérent à la commercialisation d'une technologie émergente concerne la maturité des processus utilisés garantissant la qualité de l'épitaxie, de la métallisation ou de

la passivation du contact de grille et leur tenue dans le temps, sous des contraintes opérationnelles variées (puissance, température,...). La compréhension des mécanismes de dégradation des composants est donc primordiale pour connaître les défauts présents dans les structures et leur potentielle évolution au cours du temps. Les études de fiabilité s'imposent alors comme un aspect indissociable de la maturation de la technologie. En ce sens, les composants à grande bande interdite (que nous désignerons plus par la suite sous l'anglicisme « grand gap ») représentent un réel problème car les outils classiques de caractérisation ne sont pas toujours adaptés aux contraintes imposées (thermiques, RF, DC...).

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans une stratégie de développement des outils nécessaires au diagnostic technologique pour le GaN. Ils contribuent à la compréhension des mécanismes de dégradation mis en jeu lors de différents types de stress. Les composants étudiés sont des transistors à haute mobilité électronique (HEMT) AlGaIn/GaN et sont issus des filières de Thales Research and Technology (TRT) et United Monolithic System (UMS), partenaires du LAAS-CNRS. Le financement et le support de ces travaux ont été assurés respectivement par la délégation générale de l'armement et le CNRS.

Le premier chapitre de ce manuscrit introduit le sujet par une présentation des dispositifs étudiés ainsi qu'une bibliographie sur la fiabilité de la technologie GaN. Les différents aspects technologiques inhérents à la conception des structures HEMT y sont détaillés ainsi que l'impact des différentes techniques de réalisation sur la fiabilité des structures.

Le second chapitre fait état de l'ensemble des outils de caractérisations utilisés pour les études de fiabilité réalisées lors de cette thèse. Tous les dispositifs expérimentaux développés et optimisés au sein de la cellule de caractérisation hyperfréquence du LAAS-CNRS sont détaillés afin de permettre une meilleure lecture de la suite du manuscrit qui présente les résultats obtenus à l'aide de ces bancs de caractérisation. Il y est question du banc de mesure de bruit basse fréquence, du dispositif de caractérisation DC et pulsée, ainsi que du banc de mesure de spectroscopie des centres profonds.

Le troisième chapitre synthétise les résultats obtenus en matière de fiabilité sur la filière GaN TRT. Nous détaillerons dans un premier temps une technique originale pour améliorer la fiabilité des dispositifs AlGaIn/GaN par diffusion de deutérium au travers de nombreuses mesures électriques et de bruit basse fréquence. Nous présenterons ensuite une campagne de stress menée sur plusieurs lots de composants. Un banc expérimental automatisé permettant

d'appliquer des contraintes RF et DC a été réalisé afin de pouvoir mener une étude de fiabilité sur cette filière.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons l'ensemble des résultats issus des campagnes de mesures menées à l'aide des outils détaillés au chapitre 2 sur des lots de composants issus de la filière UMS. Les principaux résultats concernent les mesures de bruit basse fréquence, la caractérisation électrique, la spectroscopie des pièges profonds et les mesures en température de courant de grille qui ont été réalisés sur des lots de composants témoins et ayant subi différents types de stress. Les différentes contraintes sont de type HTRB (high temperature reverse bias) et IDQ (courant de drain de repos) et ont été appliquées directement par l'industriel.

Chapitre 1

Les dispositifs GaN et la fiabilité

1 Les dispositifs GaN et la fiabilité

1.1 Le Nitrure de Gallium

1.1.1 Généralités sur le GaN

Le nitrure de gallium (GaN) fait partie de la famille des nitrures III-N qui comprend le nitrure de bore (BN), le nitrure d'aluminium (AlN) et le nitrure d'indium (InN). Ils peuvent cristalliser sous les formes cubique et hexagonale, mais la phase hexagonale est la plus stable obtenue dans des conditions habituelles de croissance. Ces deux structures sont le zinc blende (cubique) et le wurtzite (hexagonale) (Figure 1-1). Cette dernière étant métastable, elle est utilisée en laboratoire pour l'épitaxie des couches de GaN. Elle présente de nombreuses propriétés cristallines propices à la création d'hétérojonctions.

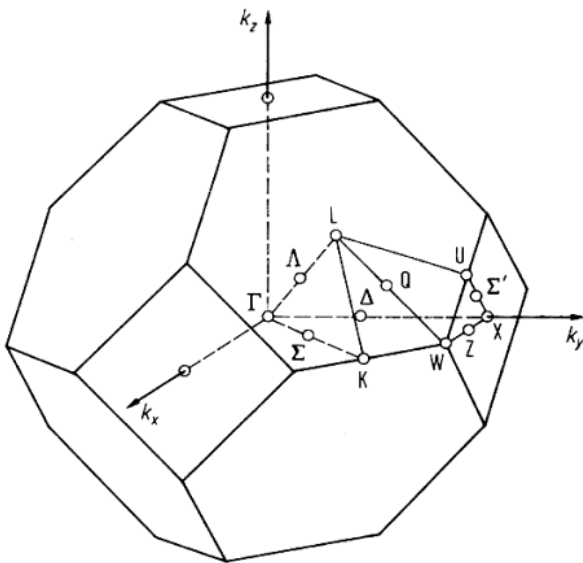


Figure 1-1a : structure Wurtzite.

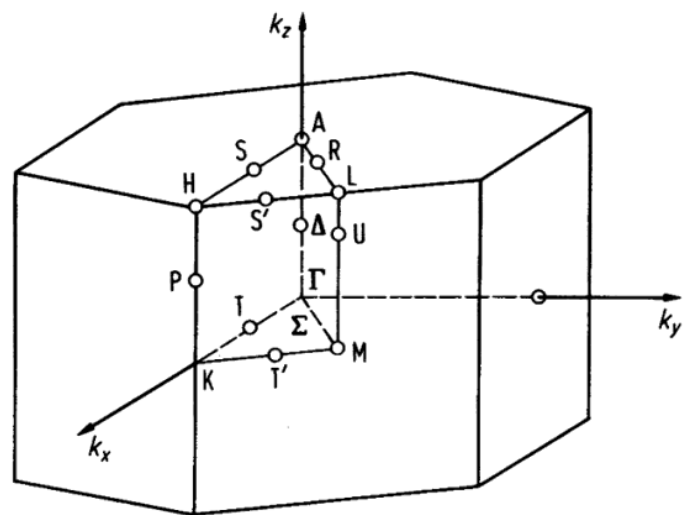


Figure 1-1b : structure zinc blende.

Le GaN est un matériau à grande bande interdite utilisé notamment pour ses propriétés de robustesse devant les agressions électromagnétiques. Son champ de claquage élevé ($3,3 \times 10^6 \text{ V.cm}^{-1}$) et sa très bonne conductivité thermique ($1,3 \text{ W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$) permet d'envisager des applications de puissance avec une propension pour les hautes fréquences du fait de ses très bonnes performances en terme de vitesse de saturation ($\sim 2,5 \times 10^7 \text{ cm}^{-1}.\text{s}^{-1}$). Il se place notamment comme une solution alternative aux technologies GaAs et Si (Figure 1-2).

Les propriétés optiques du GaN le rendent aussi attractif pour les applications de l'optoélectronique mais nous n'aborderons ici que la partie relative aux applications hyperfréquence, et plus particulièrement celles qui mettent en jeu les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) AlGaN/GaN.

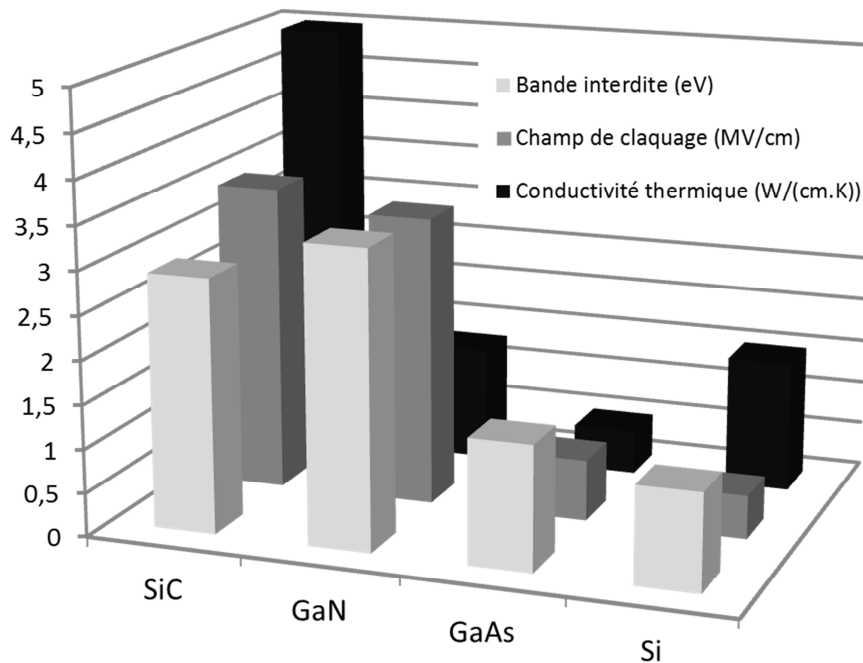


Figure 1-2 : comparaison des propriétés de différents matériaux électroniques.

1.1.2 Les transistors HEMT AlGaN/GaN

Les structures à haute mobilité électronique se distinguent des structures classiques MESFET (Modulation Electron Surface Field Effect Transistor) en contournant le problème du transport des électrons dans un milieu dopé qui comporte de nombreux phénomènes restrictifs en termes de performances électroniques, et notamment du point de vue de la mobilité. En effet, le principe d'une telle structure est de créer un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) par le biais d'une hétérojonction (Figure 1-3) : cette dernière est choisie de manière à créer une chute de potentiel localisée de la bande de conduction en dessous du niveau de Fermi et de confiner les porteurs dans un puits quantique. La barrière de potentiel ainsi créée et le diagramme correspondant sont fonctions des bandes interdites de chacun des semi-conducteurs utilisés et des dopages respectifs. L'échange d'électrons qui a lieu entre les deux semi-conducteurs au niveau de la jonction permet d'aligner les niveaux de Fermi. Il apparaît, comme dans le cas d'une jonction PN, une charge d'espace à laquelle est associée la barrière de potentiel (tension de diffusion V_d).

Ce puits réalisé dans le GaN est donc une zone de forte densité électronique qui bénéficie d'une excellente mobilité car exempte d'impuretés ionisées. Les électrons se déplacent le long de l'hétérojonction dans un espace bidimensionnel entre le drain et la source. Malgré le côté restrictif que peut représenter un espace bidimensionnel, les concentrations d'électrons atteintes dans ce type de structure sont considérables et peuvent atteindre jusqu'à $2 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$. Il est à noter que cette densité de porteur s'exprime par unité de surface et non de volume.

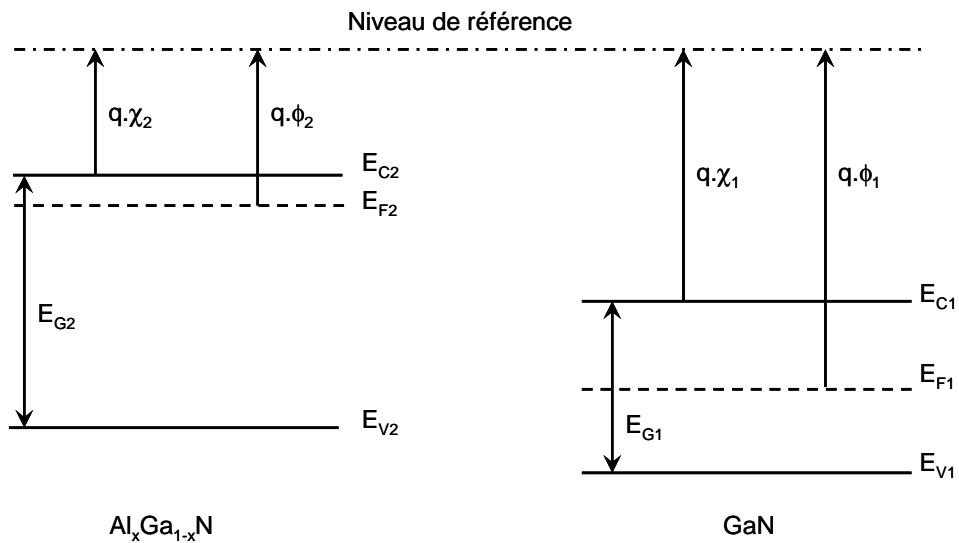


Figure 1-3 : diagrammes des bandes des matériaux AlGaN dopé n et GaN non dopé.

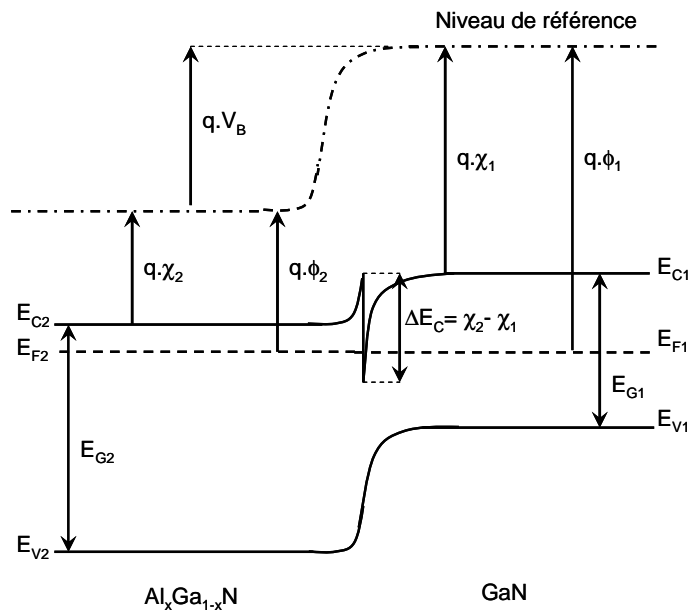


Figure 1-4 : diagramme des bandes de l'hétérojonction AlGaN/GaN à l'équilibre thermique.

La structure HEMT AlGaN/GaN présentée sur la Figure 1-5 est donc constituée d'une hétérojonction entre la couche buffer de GaN et la couche barrière d'AlGaN. Le GaN est épitaxié sur un substrat à l'aide de plusieurs couches tampons d'accord de maille qui peuvent être de dimension et de constitution variables en fonction du substrat utilisé. Des gravures sont réalisées dans l'AlGaN pour les contacts ohmiques nécessaires à la réalisation de la source et du drain qui donnent accès au canal bidimensionnel via une zone dopée d'interconnexion. Enfin, un contact Schottky qui matérialise la grille du composant permet de moduler la zone de charge d'espace et donc la densité de porteurs dans le canal. Dans ce type de structure, la modulation de grille se fait par des tensions négatives permettant de dépeleter plus ou moins la zone du canal bidimensionnel entre la grille et le drain (transistor à déplétion, ou "normally on").

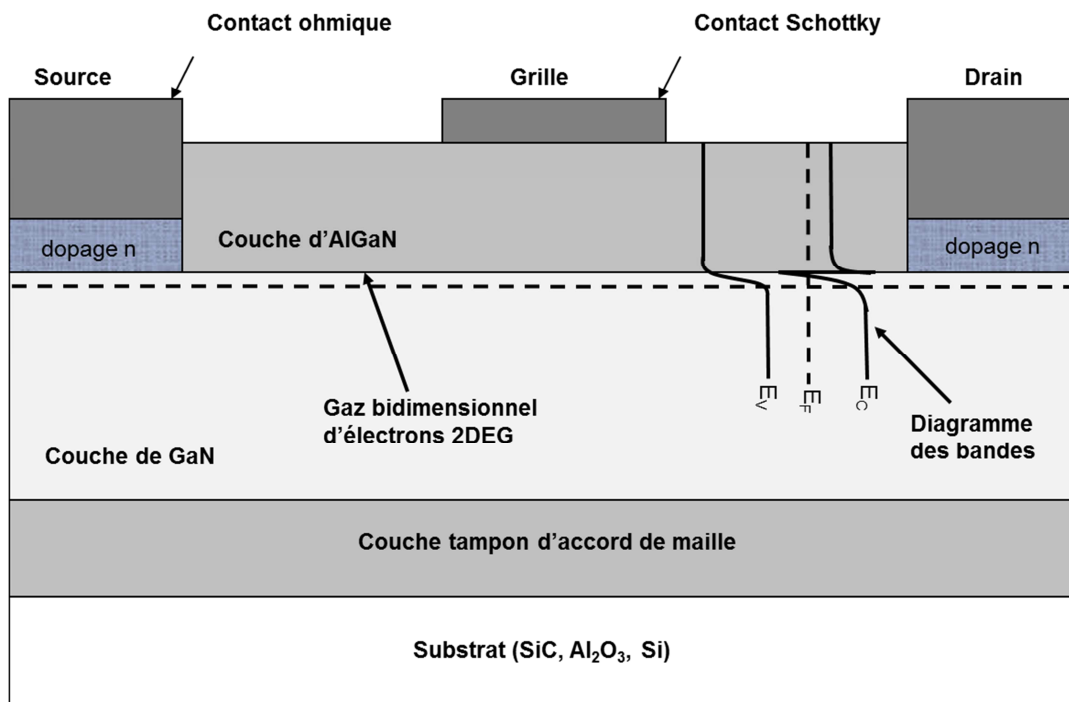


Figure 1-5 : coupe d'un transistor HEMT AlGaN/GaN.

1.1.3 Les méthodes d'épitaxie

Le GaN massif est très difficile à obtenir car son élaboration nécessite des températures de l'ordre de 1700°C sous des pressions partielles d'azote de l'ordre de 20 kbars. Malgré ces conditions extrêmes, des plaquettes de GaN cristallin de 100 mm² présentant un taux de dislocations inférieur à 10⁵ cm⁻² sont réalisées. La phase d'épitaxie utilisée pour la croissance des couches semi-conductrices est très critique et doit se dérouler à température constante et sans interruption.

L'épitaxie peut être réalisée dans un réacteur HVPE (Hybride Vapour Phase Epitaxy), sur un substrat porté à 1000°C, à partir d'un mélange gazeux GaCl₃/NH₃ comme sources de gallium et d'azote respectivement. Cette technique permet par sa vitesse de croissance élevée, de réaliser des couches épaisses d'excellente qualité dans les hétéroépitaxies.

La méthode MBE (Molecular beam epitaxy), utilisée pour l'épitaxie de la plupart des semi-conducteurs en couches minces, est compliquée à mettre en œuvre pour le GaN notamment du fait de la faible vitesse de croissance. Sa faible température (700 °C) présente l'avantage d'avoir une meilleure maîtrise des phénomènes d'inter diffusion dans l'élaboration des hétérostructures.

La méthode industrielle la plus utilisée reste la méthode MOCVD (MetalOrganic Chemical Vapor Deposition). Les sources de gallium et d'azote sont alors respectivement le triéthyl ou triméthylgallium ((CH₂)₃Ga, (CH₃)₃Ga) et l'ammoniac(NH₃) et le substrat est porté à 1000° C. La forte densité de dislocations due au désaccord de maille avec le substrat peut être réduite par la technique d'épitaxie sélective ELOG (Epitaxial Lateral Over Growth). Cette technique utilise un masque constitué de bandes de SiO₂ qui permet d'obtenir un taux de dislocations inférieur de plusieurs ordre de grandeur (~10⁶ cm⁻²).

Les différents substrats d'épitaxie utilisés pour la croissance du GaN seront détaillés dans la deuxième partie de ce chapitre avec des considérations sur la fiabilité des structures inhérentes aux choix réalisés.

1.1.4 Le dopage

Le GaN non intentionnellement dopé est naturellement de type N. Ce dopage résiduel qui atteint une densité électronique de 10¹⁶ cm⁻² a souvent été attribué à une pollution à l'oxygène et à des lacunes d'azote. Cette particularité est propre à l'ensemble des techniques d'épitaxie dont les gaz utilisés peuvent être à l'origine de la pollution à l'oxygène. L'énergie de formation des lacunes d'azote est très importante ce qui rend difficile la formation spontanée de ce type de défaut au cours de la croissance. Il semblerait que ce dopage N résulte plutôt de la contamination, probablement à l'oxygène ou au silicium qui donnent des niveaux donneurs peu profonds.

Les éléments du groupe IV sont potentiellement les dopants de choix pour les composés III-V, en site cation ils se comportent en donneurs, en site anion ils se comportent en

accepteurs. Le carbone s'incorpore à la place d'un atome d'azote et le silicium à la place d'un atome de gallium.

Le dopage N est réalisé avec le silicium qui donne un niveau donneur peu profond dont l'énergie d'ionisation est de l'ordre de 60 meV. Les doses d'implantation peuvent atteindre 10^{19} cm^{-2} .

Le dopage P est plus problématique dans les semi-conducteurs à grand gap car les énergies d'ionisation des accepteurs sont toujours relativement élevées. Ceci limite le nombre d'accepteurs ionisés, et par suite le nombre de trous. Le magnésium est l'accepteur le moins profond avec une énergie d'ionisation comprise entre 150 et 170 meV qui limite passablement le taux d'ionisation des accepteurs à température ambiante. Ainsi, pour obtenir une densité de trous de 10^{18} cm^{-2} , un dopage de 10^{20} cm^{-2} est nécessaire. De plus, sa stabilité dans le GaN et l'AlGaN est limitée et malgré des contacts ohmiques trop résistifs, il reste cependant le dopant P le plus utilisé. Cette difficulté est la raison principale qui explique l'absence de structures bipolaires de type TBH sur le marché de la puissance à l'heure actuelle.

1.2 Propriétés physiques des structures

D'une manière générale, les études de fiabilité permettent de contrôler que la répétabilité d'un processus technologique permet d'obtenir une importante proportion de transistors répondant aux spécifications. Ici, nous nous intéressons aux caractéristiques physiques inhérentes à la fabrication des structures et non aux méthodes de vieillissement des composants. Nous détaillerons donc dans cette partie les avancées en matière d'épitaxie, de substrats et de contacts ohmiques et Schottky.

1.2.1 Qualité cristalline

La qualité cristalline du GaN en fait un des meilleurs matériaux d'épitaxie pour limiter les désaccords de maille et permet notamment d'éviter des épitaxies multicouches complexes. Les substrats d'épitaxie utilisables pour la croissance du GaN sont cependant peu nombreux (Si, SiC et Al_2O_3) et très chers.

➤ Carbure de silicium

Le carbure de silicium est le substrat le plus utilisé par les technologues. Son faible désaccord de maille (3,4 %) avec le GaN permet l'utilisation de couches minces de qualité

équivalente aux couches épaisses de saphir dont le désaccord de maille avec le GaN peut atteindre 49%. De plus, le coefficient d'expansion thermique du SiC, très proche de celui du GaN (respectivement $4,5 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ et $5,6 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) et sa très bonne conductivité thermique ($5 \text{ W}/(\text{cm.K})$) explique l'intérêt qu'il représente au regard de la fiabilité des structures. Il y a cependant quelques désavantages à son utilisation comme la grande densité de défauts à l'interface SiC/GaN, les prix élevés et le manque de disponibilité de plaques supérieures à 4 pouces.

➤ Le saphir

Le saphir, moins cher, offre une solution d'épitaxie sur des plaquettes pouvant atteindre 6 pouces. Cependant, sa faible conductivité thermique ($0,25 \text{ W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$) et son désaccord de maille important ne permettent pas l'épitaxie de couches de GaN de qualité équivalente au SiC. Le désaccord de maille entre le plan de base d' Al_2O_3 et celui du GaN est de 30%. En fait, l'épitaxie se développe sur le sous-réseau constitué par les atomes d'aluminium, dont la maille élémentaire est tournée de 30% par rapport à celle du saphir. Dans ces conditions, le désaccord de maille est réduit à 16% (ce qui reste considérable) et entraîne une forte densité de dislocations ($\sim 10^{10} \text{ cm}^{-2}$).

D'une manière générale, le saphir reste un substrat avantageux pour les applications optiques en raison de son faible coût mais n'est cependant pas vraiment adapté aux contraintes de l'électronique haute fréquence de puissance.

➤ Le silicium

Le silicium, qui offre des solutions d'épitaxie de bien moins bonne qualité est cependant largement utilisé par les technologues qui y voient un intérêt économique certain. Il existe des solutions d'épitaxie sur silicium poly cristallin (SopSiC) permettant d'augmenter la conductivité thermique ($1,3 \text{ W}/(\text{cm.K})$ pour le Si) tout en bénéficiant de coûts attractifs.

Des structures ainsi réalisées offrant des performances comparables à celles fabriquées sur SiC ont été présentées dans [1], [3]. Dans ces études, après 1000 heures de contraintes en condition de polarisation "on-state" (50 % de I_{DSS} et $V_{\text{DS}}=15 \text{ V}$), "semi on-state" (25 % de I_{DSS} et $V_{\text{DS}}=30 \text{ V}$) et "off-state" (6 % de I_{DSS} et $V_{\text{DS}}=40 \text{ V}$), les mesures de reprise effectuées tout au long du test ont montré un bon comportement des composants. Les composants soumis à des contraintes électrique et thermique en mode "on-state" n'ont pas montré de dégradation particulière en terme de performance DC et dynamique et toutes les structures ont atteint la fin

du test (1000 h). En mode "off-state" et "semi on-state", les dégradations électriques observées en DC et dynamique apparaissent négligeables mais une forte dégradation du courant de fuite apparaît en mode "off-state" et une destruction de la grille du composant est constatée dès l'application de la forte tension de drain en mode "semi on-state". Ces résultats montrent l'intérêt du silicium poly cristallin pour ses performances thermiques, mais les limites apparaissent aux forts champs électriques avec des dégradations irréversibles.

Le GaN peut aussi être élaboré sur divers autres substrats comme le GaAs, largement disponible ou encore le ZnO qui ne présente qu'un désaccord de maille de 2% avec le GaN. Citons encore certains oxydes comme $MgAl_2O_4$ ou $LiGaO_2$ avec qui le GaN n'a que 0,9% de désaccord de maille. Ces substrats ne sont utilisés qu'à titre expérimental pour diverses raisons comme les problèmes d'adhérence entre les couches. Enfin, notons les homoépitaxie de GaN sur substrat GaN d'excellente qualité (dislocations inférieurs à 10^6 cm^{-2}) mais qui ne sont pas viables économiquement car semi isolantes.

Les modalités d'épitaxie permettant d'accroître la fiabilité des structures (épaisseur de la couche tampon, utilisation de dopants ou non) font encore l'objet de nombreuses études. Il existe de nombreuses contradictions entre les techniques utilisées (cf.1.1.3) et les conséquences sur les propriétés physiques qui en découlent. Des études sur l'épaisseur du volume de GaN ont montré que des couches fines qui présentent une forte densité de dislocations permettent de compenser la présence de donneurs non intentionnels comme l'oxygène ou le silicium [4]. Cette technique permet également de diminuer considérablement le courant de fuite de grille du fait de l'interaction entre les porteurs libres et les dislocations. Cette compensation est aussi rendue possible par l'utilisation de dopants intentionnels comme le fer [5] ou même la présence de dopants non intentionnels comme le carbone. Il en résulte une augmentation de la résistivité de la couche tampon favorisant le confinement des porteurs dans le canal bidimensionnel. Les dislocations sont bien connues pour collecter les trous ou les électrons et former de nouveaux complexes mais, elles favorisent aussi les fuites de courant sur les contacts Schottky polarisés en inverse. Le problème est le même concernant les dopants qui sont généralement indésirables car source de piégeage.

1.2.2 Canal bidimensionnel d'électrons

Le canal bidimensionnel d'électrons se situe dans la région GaN de l'interface AlGaIn/GaN. Il est réalisé à l'aide de l'hétérojonction existante entre l'AlGaIn et le GaN

(partie 1.1.2) et a pour but de créer une densité surfacique élevée d'électrons. La question de la densité de porteurs dans le canal bidimensionnel fait également l'objet de nombreuses investigations. Le meilleur moyen d'augmenter la densité de porteurs est d'accroître la proportion d'aluminium dans la couche barrière d'AlGaN (Figure 1-8). Cette technique connaît toutefois quelques limites. Au-delà de 30 % d'Al, la résistance du canal augmente significativement à cause de la diffusion de l'alliage ou de la rugosité de l'interface. De plus, dans ces proportions d'Al, le courant de fuite peut augmenter et causer le craquage de la grille. L'introduction d'une couche d'AlN entre l'AlGaN et le GaN permet de contrecarrer ces effets [6] mais peut aussi créer des instabilités au niveau du contact de grille. En effet, polarisée en direct, la grille des transistors possédant une couche tampon d'AlN est instable après un stress en courant direct de 5 mA/mm alors que des transistors sans couche d'AlN ont supporté des courants directs de grille de 100 mA/mm sans aucune instabilité [7]. Ces instabilités sont attribuées à une grande sensibilité de la hauteur de barrière à l'épaisseur d'AlN. Une faible variation de l'épaisseur d'AlN peut engendrer localement de forts courants quand la grille est légèrement polarisée en direct. Le contrôle de la croissance de la couche d'AlN est donc primordial pour obtenir des structures fiables.

1.2.3 Contacts ohmiques et contacts Schottky.

1.2.3.1 Contacts ohmiques

La fiabilité des transistors ne concerne pas uniquement les couches semi-conductrices. En effet, les différents contacts métalliques utilisés dans les structures sont aussi sujets aux contraintes appliquées et leur dégradation est souvent la cause de défaillance rédhibitoire pour le fonctionnement du transistor. Les effets d'électro migration du métal de grille, de diffusion des contacts bien connus sur les technologies III-V classiques sont exacerbés par les contraintes élevées de température et de courant.

Concernant les contacts ohmiques, des alliages à base de titane et d'aluminium (Ti/Al) sont typiquement utilisés mais des solutions utilisant l'aluminium avec d'autres métaux comme le molybdène, le tantale ou encore le vanadium ont été étudiés pour augmenter la fiabilité des contacts. D'autres solutions sans aluminium comme l'alliage titane/tungstène ont aussi été explorées. L'aluminium utilisé présentant un risque d'oxydation et de craquage, des études sur les couches supérieures des contacts ont été menées. L'utilisation de nombreux alliages de Ti/Au, Ni/Au, Pt/Au, Pd/Au, Mo/Au, Ta/Au, Ir/Au, Nb/Au, TaN, TiN, ZrN, TiB₂,

CrB_2 and W_2B_5 a permis d'augmenter considérablement la robustesse des contacts. L'épaisseur et les fractions molaires des éléments utilisés sont très importantes. Malgré de nombreux résultats positifs en termes de stabilité de la résistance de contact, aucune solution ne se dégage comme étant la meilleure pour améliorer les performances aux hautes températures ainsi que la fiabilité.

Parmi les résultats à retenir dans la littérature, notons des contacts ohmique Ti/WSiN/Au qui ont montré une bonne stabilité jusqu'à 800°C pendant 20 minutes [8], un alliage classique Ti/Al/Ni/Au avec une barrière WSiN stable jusqu'à 500°C pendant 120 h [9] [10] [11] ou encore un alliage Ti/Al avec des couches barrières en iridium ou TiB_2 stable jusqu'à 350°C pendant plusieurs jours [12]. Des études ont aussi montré l'intérêt de métallisations standards comme le Ti/Al/Pt/Au qui offrent des solutions stables jusqu'à une température de jonction de 400°C [13]. Ici, c'est l'hétérojonction qui limite les performances du transistor à partir de 300°C, pointant les défauts des matériaux comme facteurs limitants aux hautes températures. La solution la plus communément utilisée reste cependant celle utilisant l'alliage Ti/Al/Ni/Au. Des études intéressantes ont rapporté des variations de la résistance inférieures à 2% lors d'une contrainte de 2000 h sous atmosphère nitrogène à 340°C [14].

Des défauts d'interface présents sur les contacts ohmiques ont été observés lors d'une étude sur des composants épitaxiés sur substrat saphir. Ces transistors qui possèdent des caractéristiques statiques laissant apparaître une résistance non-linéaire à très faible V_{DS} ont également la particularité d'avoir des signatures de bruit basse fréquence en $1/f^\gamma$ dont l'index de fréquence γ varie considérablement avec la polarisation. L'étude du bruit basse fréquence de ces composants associée à des simulations physiques a permis de mettre en évidence ce défaut d'interface. Du fait de la présence de ce défaut, un canal parasite apparaît dans la couche d'AlGaN changeant ainsi le mode de conduction des porteurs pour certaines polarisations des transistors [16] [17] [18] [19].

1.2.3.2 Contacts Schottky

L'amélioration de la qualité des contacts Schottky au niveau de la grille représente un enjeu encore plus important, car au-delà d'affecter les performances, leur dégradation influe sur le fonctionnement même du transistor. Les différents alliages connus pour la réalisation de ces contacts sont Ni/Au, Mo/Au, Pt/Au, Ni/Ti/Au, $\text{ZrB}_2/\text{Ti}/\text{Au}$, $\text{CrB}_2/\text{Ti}/\text{Au}$ et $\text{W}_2\text{B}/\text{Ti}/\text{Au}$. La

diffusion du métal aux hautes températures connue sous le nom de "gate sinking" est la principale cause de défaillance des contacts Schottky. La diffusion de l'alliage Pt/Au est connue pour intervenir à 200°C [15], mais d'autres études [8] ont montré la stabilité de cet alliage lors d'un stress de 800°C pendant 20 minutes. Des HEMT présentant des contacts de grille WSiN/Au ou Ir/Au n'ont subi que des dégradations légères lors d'une contrainte de 500°C pendant 120 h alors que des grilles Pt/Ti se sont dégradées significativement dans les mêmes conditions de contraintes [9] [10] [11].

Au niveau de la géométrie, la croissance des grilles représente un enjeu particulier car elle doit répondre à un compromis entre deux propriétés opposées : une résistance de grille faible malgré une longueur de grille réduite permettant des performances en fréquence pour les applications de puissance. A cet effet ont été développées des grilles en T permettant de répondre en partie à ce problème (Figure 1-6).

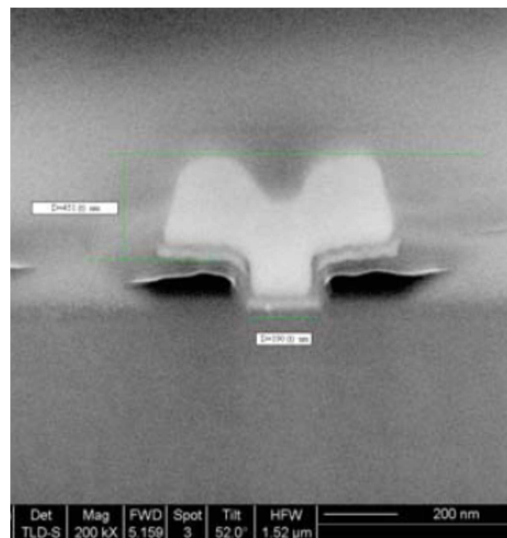


Figure 1-6 : profil de grille en T.

Cette technologie n'est pas sans contrainte étant donné qu'un certain rapport entre la longueur de grille et la distance entre la grille et le canal doit être respecté pour éviter que le canal ne soit trop perturbé par le potentiel de surface au niveau du recess de grille. De plus, le respect de ce rapport implique qu'une diminution de la longueur de grille doit s'accompagner d'une diminution de l'épaisseur de la couche barrière d'AlGaN. La définition d'un procédé technologique résulte ainsi d'un compromis entre performances en puissance, performances fréquentielle (et performances en bruit HF de fait). Le respect de ce rapport peut devenir très problématique avec une apparition de forts courants de grille par effet tunnel. Une étude sur

des composants InAs/GaInAs montre la corrélation entre l'épaisseur de barrière et le courant de grille par effet tunnel [20] (Figure 1-7).

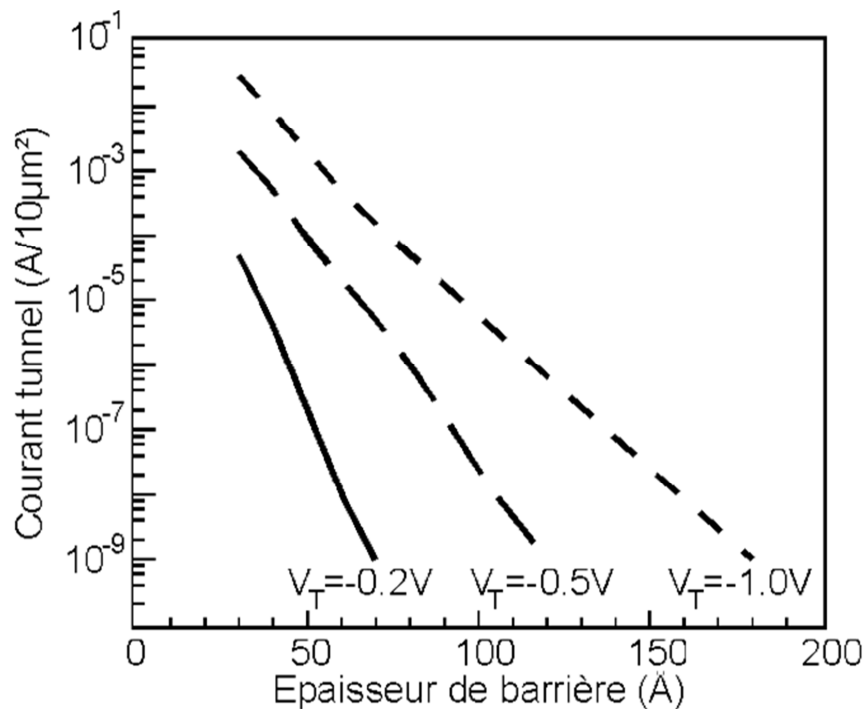


Figure 1-7 : courant de grille par effet tunnel en fonction de l'épaisseur de la barrière pour des transistors HEMT InAs/GaInAs [20].

1.2.4 Piézoélectricité et polarisation spontanée

1.2.4.1 Effets piézoélectriques

Les matériaux piézoélectriques sont caractérisés par leur propension à répondre à des contraintes mécaniques par un champ électrique de manière proportionnelle. La réciprocité est aussi vraie. En d'autres termes, la polarisation piézoélectrique dans une couche semi-conductrice apparaît lorsque celle-ci est soumise à une contrainte qui modifie la symétrie du cristal. Tous les matériaux III-V sont sujets aux effets piézoélectriques à cause de leur géométrie non centrosymétriques. Les nitrures, du fait de la polarisation forte de la liaison III-N, sont plus particulièrement sensibles à ces effets. Dans le cas de l'hétérojonction AlGaIn/GaN c'est la couche supérieure d'AlGaIn qui vient créer la contrainte mécanique. La structure répond à cette contrainte par un champ électrique (Figure 1-9) appelé aussi polarisation piézoélectrique orienté selon l'axe [0001] que l'on notera P_{pz} et qui s'exprime en fonction des déformations selon les trois axes à l'aide de l'équation suivante :

$$P_{pz} = e_{33} \cdot \varepsilon_z + e_{31} \cdot (\varepsilon_x + \varepsilon_y) \quad (1-1)$$

où e_{ij} sont les éléments du tenseur piézoélectrique (en C/m²) et ε_i les déformations selon les trois axes x,y et z. Par convention, ces déformations prennent des valeurs négatives dans le cas d'une couche d'AlGaN en tension, et positive dans le cas d'une couche d'AlGaN en compression.

Il est possible d'exprimer la polarisation piézoélectrique formée en fonction de la déformation dans le plan de la couche uniquement, car dans les épitaxies minces comme la barrière d'AlGaN, les contraintes sont appliquées dans le plan la couche.

On exprime donc la déformation selon l'axe z en fonction de celle selon le plan de la barrière d'AlGaN par l'équation suivante :

$$\varepsilon_z = -2 \cdot \frac{C_{13}}{C_{33}} \cdot \varepsilon_x \quad (1-2)$$

où C_{13} et C_{33} sont les constantes élastiques du matériau utilisé pour réaliser la couche, ici l'AlGaN.

la polarisation piézoélectrique selon l'axe z s'écrit alors :

$$P_{pz} = 2 \cdot \varepsilon_z \left(e_{31} - e_{33} \frac{C_{13}}{C_{33}} \right) \quad (1-3)$$

Etant donné que le terme $e_{31} - e_{33} \cdot C_{13}/C_{33}$ est négatif, et en considérant ce qui a été dit sur les déformations, cette polarisation piézoélectrique est négative dans une structure où la couche d'AlGaN est en tension, et positive dans une structure où elle est en compression. Dans le cas de l'interface AlGaN/GaN, la couche d'AlGaN est en tension.

Le champ électrique ainsi créé permet l'apparition de fortes densités de porteurs dans le canal bidimensionnel des structures au niveau de l'interface AlGaN/GaN. L'impact de ce champ sur la concentration de porteurs est conditionné par la fraction molaire d'Al dans la barrière (Figure 1-8) ainsi que par son épaisseur. Plus la fraction molaire d'Al augmente et plus l'extension de la maille cristalline est grande, créant ainsi un champ électrique orienté vers l'AlGaN augmentant la densité de porteurs dans le canal. La quantité d'Al présent dans la barrière est cependant limitée par les effets cités plus haut.

Pour un alliage contenant 30 % d'aluminium, la polarisation piézoélectrique a été estimée à $-0,011 \text{ C/m}^2$ [21], ce qui la rend minoritaire devant la polarisation spontanée inhérente à une telle structure.

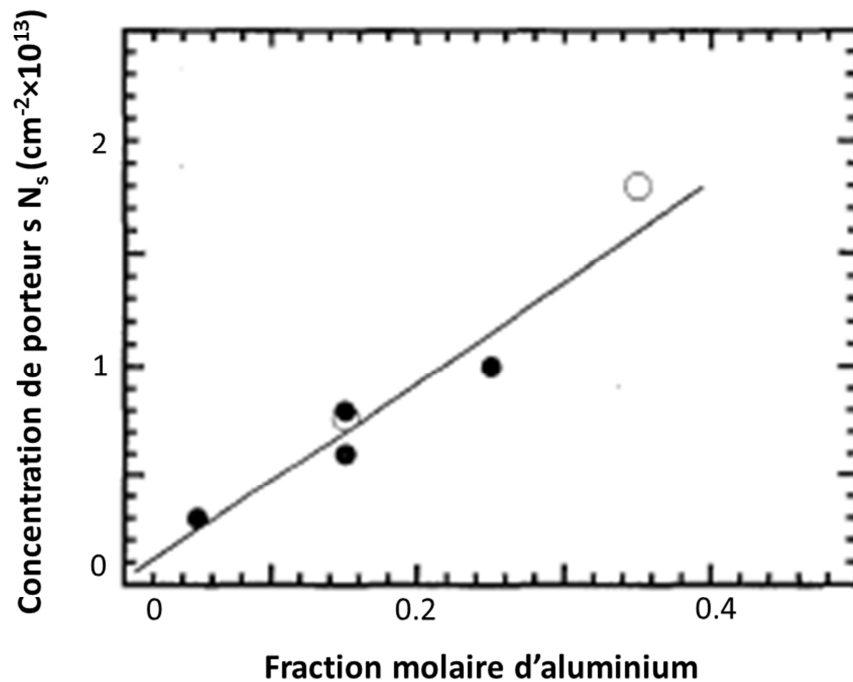


Figure 1-8: valeur expérimentale de N_s en fonction de la fraction molaire d'Aluminium pour différentes techniques d'épitaxie des structures HFET AlGa_xN/GaN [22]:

- MOCVD
- MBE

1.2.4.2 Polarisation spontanée

Il existe également des effets de polarisation spontanée au sein même du volume de GaN dus à la structure hexagonale du cristal et à la non-superposition des barycentres des charges positives avec ceux des charges négatives. Il en résulte une succession de dipôles orientés de l'atome d'azote vers l'atome de gallium que l'on notera P_{sp} (Figure 1-9) et qui s'exprime en fonction de la fraction d'aluminium introduite dans la barrière d'AlGa_xN selon l'équation suivante :

$$P_{sp,Al_xGa_{1-x}N}(x) = -0,052 \cdot x - 0,029 \text{ C/m}^2 \quad (1-4)$$

Cette polarisation est indépendante de l'état de contrainte du matériau et est due à la liaison polaire existant entre l'atome de Gallium et les atomes d'azote. Le vecteur qui en résulte est orienté selon l'axe $[0001]$ et a une valeur négative de $-0,029 \text{ C.m}^{-2}$ pour une couche de GaN pure et de $-0,045 \text{ C/m}^2$ pour une structure composée de 30 % d'aluminium, la convention étant de prendre la direction positive de l'atome de gallium vers l'atome d'azote le plus proche (Figure 1-9). Il est à noter que la polarisation spontanée est exclusive à la structure hexagonale du GaN car la symétrie cubique empêche toute création de polarisation spontanée. C'est une des raisons pour lesquelles la structure hexagonale est la seule exploitée pour l'épitaxie de couches semi-conductrices utilisées dans les transistors de types HEMT à base de GaN.

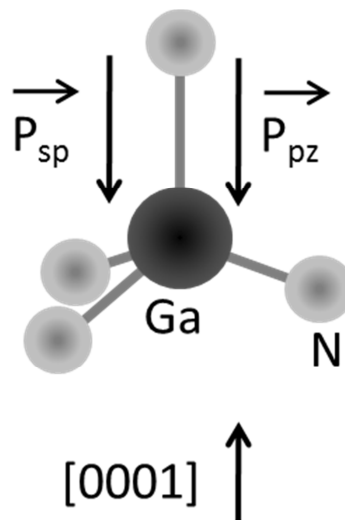


Figure 1-9 : wurtzite.

1.2.4.3 Les différents types d'interface

Il existe deux types d'interfaces entre le GaN et l'AlGaN. En effet, les structures peuvent être épitaxiées de façon à créer une interface "Ga-face" (Figure 1-10 a) ou une interface "N-face" (Figure 1-10 b). Dans le cas du GaN "N-face", les structures épitaxiées doivent être de type GaN/AlGaN/GaN car le gaz bidimensionnel d'électrons est formé dans le volume de GaN supérieur du fait des effets piézoélectriques (Figure 1-11 b) et de la polarisation spontanée. La qualité de l'interface AlGaN/GaN est aussi un axe de recherche important quant à l'amélioration de la fiabilité des transistors et le choix de la terminaison "Ga-face" ou "N-face" du volume de GaN en est un facteur prépondérant.

Pour bien des raisons, il apparaît que le choix d'une interface "Ga-face" soit le plus approprié. Citons par exemple les résultats obtenus sur ce genre de structure et pour lesquelles la rugosité de l'interface a été déterminée comme étant inférieure à 1 nm, ainsi que la possibilité de se passer de l'implantation de magnésium en guise d'accepteur pour réaliser les couches isolantes.

Au niveau de la mobilité électronique au sein du gaz bidimensionnel des études comparatives ont été menées sur les deux types d'interfaces [21]. Pour les hétérojonctions "N-face", les mobilités maximales ont été atteintes pour des structures présentant une barrière non dopée d'AlGaIn de 400 Å avec une fraction d'aluminium de 25 % créant une densité de porteurs atteignant $5 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ au niveau de l'interface. Pour une température de 300 K la mobilité constatée est de $1150 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ et de $3450 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ à 77 K. De meilleures mobilités ont été par ailleurs constatées sur des structures similaires possédant une interface Ga-face. Des valeurs de $1432 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ à 300 K et $3900 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ à 77 K ont été observées pour ces structures ayant une densité de porteurs de $1,3 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$, une barrière de 200 Å et une fraction d'aluminium dans la barrière d'AlGaIn de 35 %.

Il a également été reporté dans [21] des variations conséquentes de la mobilité dans le gaz bidimensionnel en fonction de l'épaisseur du volume de GaN. Cette variation est directement liée à l'amélioration de l'interface quand le volume de GaN augmente. Pour une structure ayant une barrière dopée d'AlGaIn de 30 Å et pour une température de 300 K, la mobilité électronique a été déterminée comme étant égale à $1496 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ et $1575 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ respectivement pour un volume de GaN de 1,1 μm et 2,2 μm . A 77 K, les mobilités déterminées sont respectivement de $4436 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ et $7520 \text{ cm}^2/\text{V.s}$.

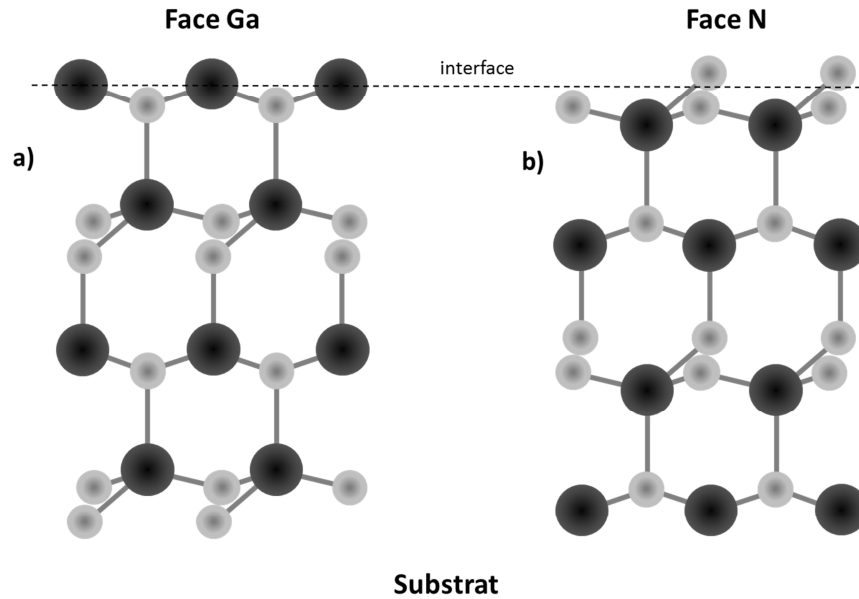


Figure 1-10 : représentation des deux polarités différentes d'une structure GaN : a) Ga-face, b) N-face [21].

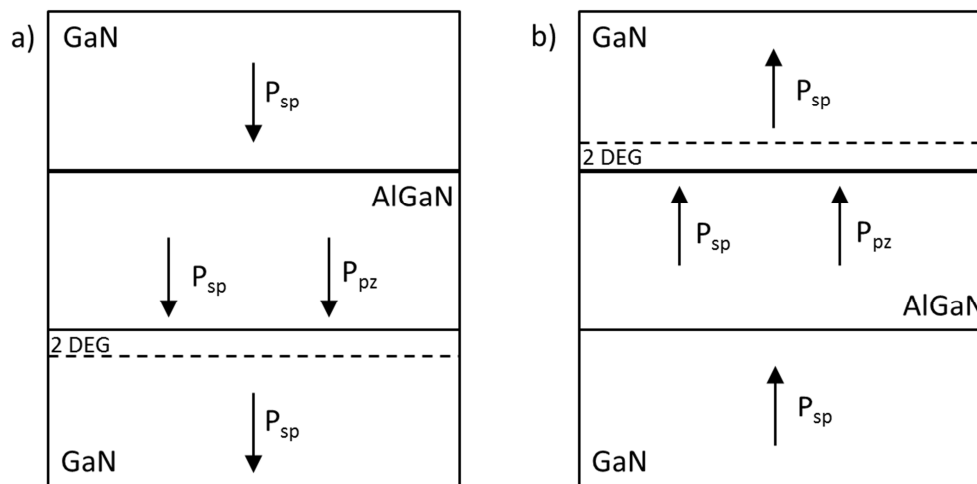


Figure 1-11 : bilan des polarisations spontanées et piézoélectriques. a) GaN de type Ga-face, b) GaN de type N-face.

1.3 Défaillances des structures AlGaN/GaN

Un autre aspect de la fiabilité permet d'évaluer la durée pendant laquelle les structures répondront aux exigences. On parle alors de temps de défaillance ("time to failure"). De plus, ce genre d'études de fiabilité se focalise sur la compréhension des mécanismes mis en jeu lors de la dégradation amenant à la défaillance des structures. Concernant le GaN, la quantité et la variété importante de ces mécanismes rendent les investigations compliquées. Il s'agit de définir des conditions expérimentales particulières pour isoler chaque phénomène et

de le définir qualitativement et quantitativement. Parmi les études déjà menées, citons celles sur les variations de courant de drain, de puissance de sortie RF, et de courant de fuite de grille. Les mécanismes mis en jeu sont essentiellement des phénomènes mécaniques de retard aux commandes de grille et de drain (désignés par la suite par les anglicismes "gate-lag", et "drain-lag", respectivement) de courant de fuite, d'électrons chauds ou encore d'électromigration qui ont été évoqués dans la partie précédente. Ce dernier point n'étant plus identifié comme un point de blocage au niveau de la fiabilité des composants, il ne sera pas traité dans cette partie.

Nous détaillerons dans cette partie les avancées réalisées sur la connaissance de ces phénomènes, leurs causes et leurs localisations.

1.3.1 Méthodes de vieillissement

1.3.1.1 Contrainte en température

Le GaN se distingue des technologies Si et GaAs pour ses performances en température et notamment grâce à la stabilité chimique du cristal et la stabilité des énergies de bandes. Les principales limitations de l'utilisation du GaN aux hautes températures résident dans les problèmes de stabilité des métallisations Schottky et ohmique. L'intérêt de réaliser des tests de fiabilité des structures en fonction de la température est primordial.

Pour évaluer la durée de vie des composants, la contrainte en température (en stockage, sans polarisation) est le protocole le plus largement utilisé [23]. Le modèle de vieillissement basé sur les travaux d'Arrhenius, en 1887 définit un taux de réaction donné par :

$$R(T) = A \exp\left(-\frac{E_A}{KT}\right) \quad (1-5)$$

où R est le taux de variabilité activé thermiquement, T la température, A une constante, E_A l'énergie d'activation et K la constante de Boltzmann. L'utilisation de ce modèle généraliste suppose que la durée de vie des produits étudiés est inversement proportionnelle au taux défini par (1-5). Le taux de défaillance peut être exprimé par :

$$\lambda \propto \frac{1}{TDH \times AF'} \quad (1-6)$$

où TDH est le produit du nombre d'heures du test de vieillissement et du nombre de produits sous test, et AF' est le facteur d'accélération. Le facteur d'accélération peut être déterminé à partir du taux de réaction par l'équation :

$$AF = \exp \left[\frac{E_A}{K} \left(\frac{1}{T_{op}} - \frac{1}{T_{stress}} \right) \right] \quad (1-7)$$

où T_{op} est la température de fonctionnement du produit étudié et T_{stress} est la température de stress utilisée pour le vieillissement.

Dans ce modèle le paramètre clé est l'énergie d'activation E_A qui relie l'espérance de vie aux paramètres de contrainte. Pour les dispositifs semi-conducteurs, la durée de vie est exprimée en fonction de la température de contrainte. L'énergie d'activation est déterminée à partir de données issues d'au moins deux températures distinctes. A chaque température est attribué un temps de défaillance. L'énergie d'activation s'exprime ainsi en résolvant les deux équations suivantes :

$$\ln(t_{f1}) = C + \frac{E_A}{KT_1} \quad (1-8)$$

$$\ln(t_{f2}) = C + \frac{E_A}{KT_2} \quad (1-9)$$

où t_{f1} et t_{f2} sont les temps de défaillance pour les températures T_1 et T_2 et C une constante, d'où :

$$E_A = \left(K \frac{\ln(t_{f1}) - \ln(t_{f2})}{\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} \right) \quad (1-10)$$

L'utilisation de l'équation d'Arrhenius est limitée à l'extraction d'une énergie d'activation liée à un mécanisme de défaillance en température. Quand il s'agit d'une défaillance d'origine multiple, le processus est plus complexe et d'autres techniques doivent être utilisées.

1.3.1.2 Contrainte DC

Des tests de vieillissement accéléré en contrainte DC sont aussi utilisés pour les études de durée de vie. Ils sont étroitement liés aux conditions de températures expérimentales et plus particulièrement à la température de jonction qu'il est intéressant de connaître pour chaque condition de polarisation. Elle est déterminée à partir d'une mesure de la température de l'embase du dispositif expérimental sur lequel sont disposés les transistors et de la résistance thermique des couches. La connaissance de cette température permet, comme présenté plus haut, d'extraire l'énergie d'activation inhérente au processus mis en cause. Cependant, les mécanismes activés ne le sont pas nécessairement thermiquement. D'autres facteurs, plus complexes que celui d'Arrhenius, peuvent être mis en jeu lors de l'application de contraintes RF, DC ou encore mécanique, et les considérations relatives à la nature de la contrainte permettent de les mettre en évidence.

Il existe trois types de contraintes généralement utilisés par les industriels afin d'effectuer les tests de fiabilité :

- La contrainte HTRB (High Reverse Temperature Bias) : le composant est polarisé avec une tension de drain élevée et une tension de grille pincée. Il n'y a donc pas de courant qui circule dans le canal (on parle de mode "off-state") mais la température de jonction élevée est imposée par une température ambiante élevée. Lors de ce genre de contrainte, la tension de polarisation du drain peut approcher la tension de claquage. La température de jonction peut être extraite des conditions de contrainte comme indiqué sur l'équation suivante:

$$T_J = T_A + (R_{\theta JA} \times P_R) \quad (1-11)$$

où T_J est la température de jonction, T_A la température ambiante, $R_{\theta JA}$ la résistance thermique totale de la jonction à l'ambiante et P_R la puissance dissipée sur l'accès de grille (produit de la tension inverse de grille et du courant de fuite)

- La contrainte HTO (High Temperature Operation test) : généralement réalisées aux conditions ambiantes, les contraintes de température sont fixées par une tension de drain qui s'apparente à un mode de fonctionnement classique du transistor et un canal de grille ouvert ($V_{GS}=0$ V). le courant qui circule dans le canal sous une tension V_{DS} donnée élève donc la température de jonction à un niveau de contrainte élevé.

- La contrainte IDQ est réalisée à courant de drain constant et à température ambiante. La tension de drain est intermédiaire (la tension de grille est fixée par le courant de drain désiré). Il en résulte une température de jonction intermédiaire.

Les investigations menées classiquement en continu pendant les périodes de contrainte adressent les variations des courants de drain et de grille et de la puissance RF de sortie pour connaître l'état électrique du dispositif. Des mesures plus spécifiques (bruit basse fréquence, DLTS...) sont parfois réalisées pour approfondir les investigations.

1.3.1.3 Contrainte RF

Une contrainte RF peut également être appliquée sur les composants. Elle est nécessairement couplée à une contrainte DC du fait de la polarisation du composant et par voie de conséquence à une contrainte thermique. Les conditions de polarisation fixent la classe d'utilisation en amplification du composant, le choix de la puissance RF appliquée en entrée permet de placer le composant dans des conditions particulières de compression. Un banc "load-pull" peut être utilisé pour optimiser les charges d'entrée et de sortie afin d'obtenir des pics de PAE (Power Added Efficiency) qui est un très bon indicateur de l'impact RF sur le composant, et qui s'exprime selon l'équation suivante :

$$PAE = (P_{RFout} - P_{RFin})/P_{DC} \quad (1-12)$$

où P_{RFout} est la puissance RF de sortie, P_{RFin} la puissance RF d'entrée et P_{DC} la puissance consommée.

Les mesures réalisées pendant et après l'application d'une contrainte RF adressent généralement le gain, les courants de drain et de grille ou encore les paramètres S.

1.3.2 Mécanismes de dégradation

L'état thermique des structures AlGaN/GaN est la conséquence des effets cumulés de la température ambiante et de l'auto-échauffement du composant. La création de chaleur au sein de la structure est due à l'effet Joule. La circulation des électrons sous un champ électrique dans un milieu résistif (2DEG) engendre une élévation de la température au niveau de l'hétérojonction puis dans toute la structure par conduction thermique (d'où l'importance de la bonne conductivité thermique des matériaux utilisés pour évacuer la chaleur). Les

différentes méthodes de vieillissement qui ont été vues plus haut font toujours référence à la température de jonction des composants. Les mécanismes de dégradation y sont donc toujours rattachés d'une manière ou d'une autre.

1.3.2.1 Dégradation piézoélectrique

Les forts champs électriques appliqués sur les structures entre source et drain et à fortiori entre grille et drain peuvent être à l'origine de modifications aux niveaux des contraintes mécaniques inhérentes aux effets piézoélectrique. La polarisation entre le drain et la source génère des contraintes mécaniques en tension dans le plan de la couche d'AlGa_N via l'effet de conversion en champ piézoélectrique relatif au champ électrique vertical créé par cette polarisation (partie 1.2.4).

Une étude réalisée par spectroscopie optique Raman sur des structures non dopées et basée sur la mesure des phonons émis par le cristal par vibration en réponse à la modification de la maille cristalline après l'application d'une polarisation V_{DS} [24] a montré que jusqu'à 40 V, l'émission de phonon est linéairement dépendante du voltage. A partir de 50 V apparaît une saturation du champ électrique. Des simulations numériques du champ électrique dans la structure ont permis d'attribuer cette saturation à la déplétion totale du volume de GaN dans la région entre la grille et le drain.

Il a été montré par simulation que le profil de dopage influence grandement la distribution des champs électriques dans la structure [24]. En effet, le dopage au fer augmente la concentration d'accepteurs et diminue l'épaisseur de déplétion dans le volume de GaN. Les simulations numériques prédisent que, dans ces conditions, le champ électrique vertical et la contrainte piézoélectrique qui en découle sont entièrement confiné à l'interface AlGa_N/GaN et donc dans le canal bidimensionnel. Cette forte amplitude de champ accroît le risque de défaillance des structures. A l'inverse, les structures non dopées voient le champ électrique réparti sur l'intégralité du volume de GaN. Le champ électrique au niveau de l'interface a ainsi été évalué à 0,7 MV/cm pour les structures non dopées et à environ 2,4 MV/cm pour une polarisation de 40 V.

L'auto-échauffement des structures en fonctionnement peut également être à l'origine d'un impact sur les propriétés piézoélectriques des composants. En effet, cette augmentation de température créé à son tour une contrainte compressive sur la structure qui a pu être quantifiée [24] à l'aide de spectroscopie optique Raman et de simulation numérique. La

nature compressive de cette contrainte s'oppose à celle générée par les effets piézoélectrique qui lui est opposée, car elle met la structure en tension. Ceci peut être à l'origine d'un ralentissement du vieillissement des structures en mode "on-state".

1.3.2.2 Dégradation métallurgique

Les mécanismes de dégradation métallurgique sont généralement dus aux conditions de fortes températures et particulièrement en ce qui concerne la diffusion de l'alliage des contacts ohmiques. Au niveau des contacts Schottky, l'électro migration encore appelé "gate-sinking" s'ajoute aux effets de la température. La nature de ces effets a été évoquée dans la partie 1.2.3 de ce chapitre. Ils entraînent généralement des modifications sur la tension de pincement, une diminution du courant de drain, une réduction de la résistance de la couche tampon, une augmentation de la résistance d'accès, des phénomènes de piégeage (voir partie 1.3.2.3) en surface et une augmentation des courants de fuite. Ces phénomènes très préjudiciables entraînent une dégradation des performances hyperfréquence des composants, mais la conséquence qui entraîne le plus souvent la destruction du composant est le claquage du contact de grille sous l'effet de forts courants de fuite. Dans ces conditions, la grille ne joue plus son rôle de commande, et le canal ne peut plus être modulé rendant le composant inutilisable.

1.3.2.3 Mécanismes de piégeage dans les structures AlGaN/GaN

➤ Pièges de surface

Les problèmes liés aux états de surface des structures ont fait l'objet de nombreuses études, notamment concernant les couches de passivation qui permettent d'inhiber les mécanismes limitatifs. Ces phénomènes sont relatés dans la littérature sous les noms de gate-lag, courant de fuite, "tunneling" ou encore grille secondaire virtuelle (Figure 1-12). Typiquement, les études concernant la passivation sont réalisées avec du SiN mais on constate que d'autres couches de passivation de surface ont été réalisées en SiO₂, Al₂O₃, Gd₂O₃, Sc₂O₃, MgO, MgCaO, HfO₂, AlN et GaN avec différents niveaux de réussite. Ces études font état de bons résultats en termes de réduction des effets de piégeage et d'amélioration de la robustesse lors de l'application de différentes contraintes.

Le concept de grille virtuelle qui agirait comme une seconde grille [25] [26] en série a permis de matérialiser l'effet des charges piégées en surface dans la zone située entre la grille et le drain. Les pièges responsables agissent sur le courant de drain en modulant la zone de charge d'espace, en captant ou en libérant des charges (Figure 1-12). Ces phénomènes peuvent également avoir un impact sur l'augmentation du courant de fuite au niveau de la grille pouvant entraîner le claquage de celle-ci. En effet les charges de surfaces proches de la grille peuvent être à l'origine d'effet de "tunneling" vers la grille.

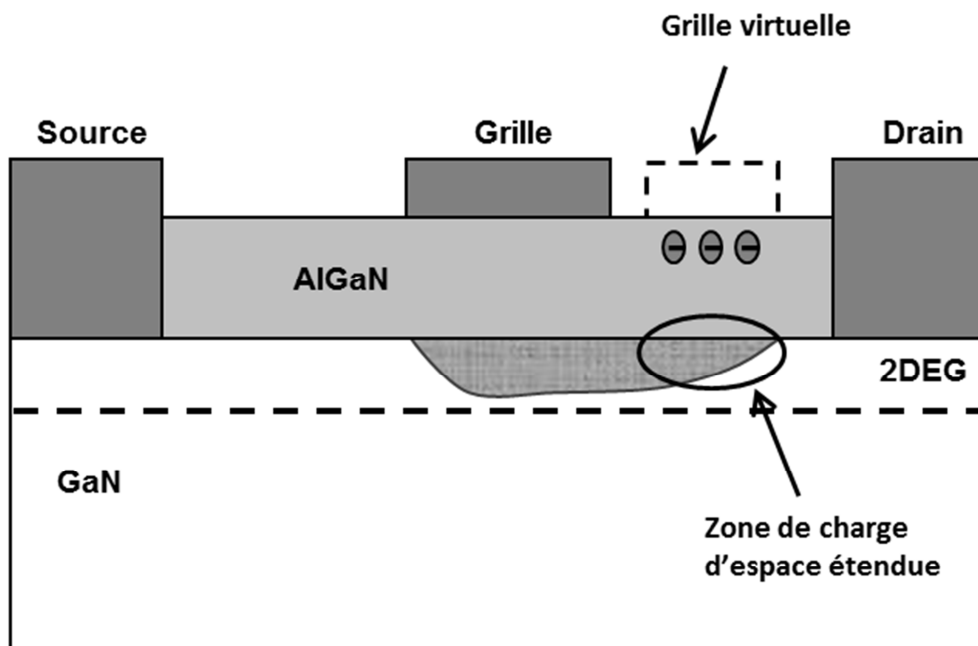


Figure 1-12 : représentation en coupe des effets de grille virtuelle.

Une étude comparative de structures non passivées et passivées à l'aide de couches de Si_3N_4 a montré (à l'aide de mesure DLTS) une densité plus élevée pour un piège ayant une énergie d'activation de 1,43 eV [27]. Concernant ce type de passivation, on observe aussi sur d'autres composants une diminution conséquente du courant de fuite de grille, une augmentation de la transconductance (de 207.2 à 220.9 mS/mm) ainsi qu'une diminution de la tension de pincement (de 4,2 V à -4,58 V). On observe également une amélioration du facteur de bruit avec un NF_{min} qui décroît de 2 dB. Les fréquences f_T et f_{max} sont également affectées avec une diminution de 53 à 45,9 GHz et de 102,5 à 90,5 GHz respectivement. Cette contrepartie peut être imputée à la forte constante diélectrique du SiN qui augmente la capacité parasite entre le drain et la grille [28]. Des effets de gate-lag ont aussi été constatés sur des structures non passivées mais ont pu être inhibés avec la passivation SiN. Ce phénomène apparaît toutefois sur les structures passivées stressées sous des conditions de fort

champ électrique [29] [30]. Des mesures de potentiel de surface en fonction du temps ont aussi été réalisées. L'apparition de charges de surface coïncide avec la réduction du courant de drain et il a été montré que ces charges apparaissent plus particulièrement près de la grille. Des électrons provenant de la grille par effet tunnel sous l'effet du champ électrique élevé peuvent donc en être la cause [30]. Ceci a aussi été mis en évidence à l'aide de technique d'illumination avec des niveaux d'énergie inférieurs à la bande interdite du matériau étudié [31].

Les caractéristiques en termes de densité de porteurs, de résistivité de couche et de hauteur de barrière en fonction de différents matériaux utilisés pour les couches de passivation (Al_2O_3 , AlN , SiO_2 , Si_3N_4) ont été présentées dans [32]. Cette étude rapporte une densité de porteur (N_s) dans le canal bidimensionnel telle que $N_s(\text{Al}_2\text{O}_3) > N_s(\text{AlN}) \sim N_s(\text{SiO}_2) > N_s(\text{Si}_3\text{N}_4) > N_0$ (N_0 étant la densité de référence pour la structure non passivée) et une résistivité de canal telle que $R(\text{Al}_2\text{O}_3) < R(\text{AlN}) < R(\text{Si}_3\text{N}_4) < R_0 \sim R(\text{SiO}_2)$. Ces deux classements sont cohérents, excepté pour le SiO_2 pour lequel la mobilité du canal est affectée par la diffusion de Si dans les couches de nitrure.

Toutes les considérations évoquées précédemment renvoient à la zone située entre la grille et le drain. Toutefois quelques études envisagent des effets de surface au niveau de la zone située entre la source et la grille. On y évoque également de courant de fuite qui peut interagir avec les pièges de surface mais aussi de résistance d'accès qui peut se dégrader de manière plus critique que du côté du drain [33] [33] [35]. Un modèle de circuit de courant de fuite basé sur les effets de la dégradation de la surface dans la région entre la grille et la source a été réalisé [36].

➤ Pièges de substrat

Ces effets sont généralement nommés "self-backgating" mais on retrouve souvent le terme de drain-lag. Comme le gate-lag, ils sont attribués à des champs électriques élevés mais qui prennent effet entre la source et le drain dans le volume de GaN. Les impuretés cristallines soumises à ces champs électriques génèrent alors des états énergétiques pouvant être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ils peuvent ainsi capturer ou libérer des électrons. Électriquement, ces pièges affectent le courant de drain qui a une réponse transitoire. En l'absence de champ électrique, des électrons franchissent la barrière de potentiel du substrat vers le canal où ils sont piégés par des donneurs ionisés. D'autres électrons sont émis par les donneurs neutres. Le nombre d'électrons capturés est alors égal au

nombre d'électrons piégés. Une brusque augmentation du champ électrique entre le drain et la source provoque l'état transitoire. Les électrons sont alors injectés du canal vers le substrat où ils sont piégés dans la zone ionisée. La région de GaN proche du canal est ainsi chargée négativement. Il apparaît ainsi une zone positive à l'interface canal/substrat assurant l'équilibre des charges. La zone du substrat ainsi chargée joue le rôle d'une grille arrière qui module le canal de conduction par en dessous (Figure 1-13). Lorsque la tension diminue brusquement, les pièges émettent des électrons. Le courant de drain augmente alors au rythme du processus d'émission des charges.

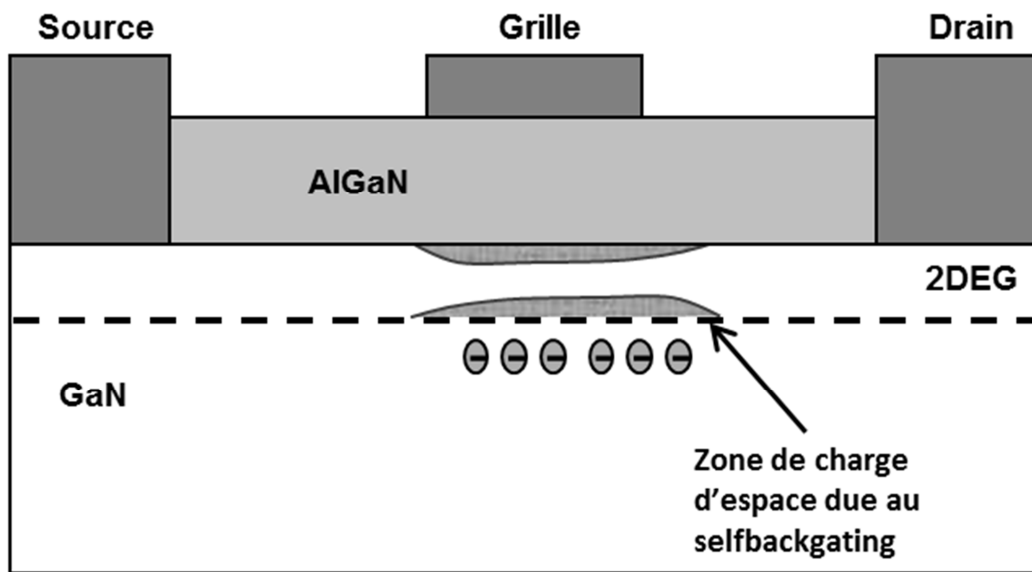


Figure 1-13 : représentation en coupe des effets de self-backgating.

1.4 Conclusion du chapitre

Les mécanismes de dégradation inhérents au fonctionnement des composants sont un frein à la maturation d'une technologie. Chaque filière considérée (puissance, faible bruit, très hautes fréquences...) requiert des protocoles spécifiques au vieillissement accéléré des composants et des outils de diagnostic des défaillances. Devant la multitude de phénomènes susceptibles d'être impliqués, la difficulté d'analyse réside dans l'extraction de chacune des contributions à la modification du modèle électrique et en bruit.

Nous avons vu dans ce chapitre les différents paramètres à prendre en compte (piézoélectricité, métallisation, épitaxie des couches...) et nous détaillons dans le chapitre suivant l'ensemble des outils de diagnostic utilisés pour comprendre le comportement intime des composants étudiés aux chapitres 3 et 4.

Bibliographie 1^{er} chapitre

- [1] **J. Z. Domagala, Z. R. Zytewicz, B. Beaumont, J. Kozlowski, R. Czernetzki, P. Prystawko, M. Leszczynski**, "X-ray diffraction studies of epitaxial laterally overgrown (ELOG) GaN layers sapphire substrates", *Journal of crystal growth*, vol 245, no 1-2, pp. 37-49. 2002.
- [2] **Tazzoli, G. Meneghesso, F. Zanon, F. Danesin, E. Zanoni, P. Bove, R. Langer, and J. Thorpe**, "Electrical characterization and reliability study of HEMTs on composite substrates under high electric fields", *Microelectronics Reliability*, vol. 48, no. 8-9, pp. 1370-1374, 2008.
- [3] **N. Ronchi, F. Zanon, A. Stocco, A. Tazzoli, E. Zanoni, G. Meneghesso**, "Reliability analysis of AlGaIn/GaN HEMT on SopSiC substrate under long-term DC-life test", *Microelectronics Reliability*, vol. 49, pp. 1207-1210, 2009.
- [4] **A. Hinoki, S. Kamiya, T. Tsuchiya, T. Yamada, J. Kikawa, T. Araki, A. Suzuki, and Y. Nanishi**, "Correlation between the leakage current and the thickness of GaN-layer of AlGaIn/GaN HFET", *Solid-State Physics C*, vol. 4, no. 7, pp. 2728-2731, 2007.
- [5] **S. Heikman, S. Keller, S. P. DenBaars, and U. K. Mishra**, "Growth of Fe doped semi-insulating GaN by metalorganic chemical vapor deposition", *Applied Physics Letters*, vol. 81, no. 3, pp. 439-441, 2002.
- [6] **I. P. Smorchkova, L. Chen, T. Mates, L. Shen, S. Heikman, B. Moran, S. Keller, S. P. DenBaars, J. S. Speck, and U. K. Mishra**, "AlN/GaN and (Al,Ga)N/AlN/GaN two-dimensional electron gas structures grown by plasma-assisted molecular-beam epitaxy", *Journal of Applied Physics*, vol. 90, no. 10, pp. 5196-5198, November 2001.
- [7] **R. Coffie, Y. C. Chen, I. Smorchkova, M. Wojtowicz, Y. C. Chou, B. Heying, and A. Oki**, "Impact of AlN interlayer on reliability of AlGaIn/GaN HFETs", in *Proc. IEEE 44th Annu. Int. Reliab. Phys. Symp., San Jose, CA, 2006*, pp. 99-102.
- [8] **I. Daumiller, C. Kirchner, M. Kamp, K. J. Ebeling, and E. Kohn**, "Evaluation of the temperature stability of AlGaIn/GaN heterostructure FETs", *IEEE El. Dev. Lett.*, vol. 20, pp. 448-450, 1999.

- [9] **J. Würfl, J. Hilsenbeck, E. Nebauer, G. Tränkle, and H. Obloh**, "Technology and thermal stability of AlGa_N/Ga_N HFETs", *proceeding of GaAs Applications Symposium (GAAS)*, pp. 430-434, 1999.
- [10] **J. Hilsenbeck, E. Nebauer, J. Würfl, G. Tränkle, and H. Obloh**, "Aging behaviour of AlGa_N/Ga_N HFETs with advanced ohmic and Schottky contacts," *El. Lett.*, vol. 36, pp. 980-981, 2000.
- [11] **J. Würfl, J. Hilsenbeck, E. Nebauer, G. Tränkle, and H. Obloh, W.Österle**, "Reliability of AlGa_NGa_N HFETs comprising refractory ohmic and Schottky contacts," *Microelectron. Reliab.*, vol. 40, pp. 1689-1693, 2000.
- [12] **R. Khanna, L. Stafford, L. F. Voss, S. J. Pearton, H. T. Tang, T. Anderson, S.-C. Hung, and F. Ren**, "Aging and stability of Ga_N high electron mobility transistors and light-emitting diodes with TiB₂ and Ir based contacts," *IEEE Transaction on device and material reliability*, vol. 8, pp. 272-276, 2008.
- [13] **Y. C. Chou, D. Leung, I. Smorchkova, M. Wojtowicz, R. Grundbacher, L. Callejo, Q. Kan, R. Lai, P. H. Liu, D. Eng, A. Oki**, "Degradation of AlGa_N/Ga_N HEMTs under elevated temperature lifetesting", *Microelectronics Reliability*, vol. 44, pp. 1033-1038, 2004.
- [14] **G. Sonia, E. Richter, F. Brunner, A. Denker, R. Lossy, M. Mai, F. Lenk, J. Bundesmann, G. Pensl, J. Schmidt, U. Zeimer, L. Wang, K. Baskar, M. Weyers, J. Würfl, G. Tränkle**, "2 MeV ion irradiation effects on AlGa_N/Ga_N HFET devices," *Solid-State Electron.*, vol. 52, pp. 1011-1017, 2008.
- [15] **R. B. Belser**, "Alloying behavior of thin bimetal films, simultaneously or successively deposited", *Journal of Applied Physics*, vol. 31, pp. 562-570, 1960.
- [16] **A. Balandin, S. Morozov, G. Wijeratne, S.J. Cai, R. Li, K.L. Wang, C.R. Viswanathan** "Effect of channel doping on the low-frequency noise in Ga_N/AlGa_N heterostructure field-effect transistors", *Applied Physics Letters*, vol 75 (14), Oct 1999, pp. 2064-2066.

- [17] **A. Balandin, S. Cai, R. Li, K.L. Wang, V.R. Rao, C.R. Viswanathan**, "Flicker noise in GaN/Al_{0,15}Ga_{0,85}N doped channel heterostructure field effect transistors" *IEEE Electron Device Letters*, vol.19, N°12, Dec. 1998, pp. 475-477.
- [18] **J-G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, J.C. De Jaeger, M. Germain, S. Delage, J. Graffeuil**, "Using low frequency noise characterisation of AlGaIn/GaN HEMT as a tool for technology assessment and failure prediction" *Fluctuation and Noise ISBN 0-8194-5396-X, proc of SPIE Vol 5470, Las Palomas Spain, May 2004*, pp 296-306.
- [19] **G. Soubercaze-Pun, J.G. Tartarin, L. Bary, S. Delage, R. Plana, J. Graffeuil**, "Carrier's transport mechanisms investigations in AlGaIn/GaN HEMT thanks to physical modelling and low frequency noise measurements" *12th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'2004), October 2004*, pp.159-162.
- [20] **T. Enoki, M. Tomizawa, Y. Umeda and Y. Ishii**, "0.05- μ m-gate InAs/GaInAs high electron mobility transistor and reduction of its short-channel effects" *Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 33, Part1, n° 1B, January 1994*, pp. 798-803.
- [21] **O. Ambacher, B. Foutz, J. Smart, J.R. Shealy, N.G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, A.J. Sierakowski, W.J. Schaff and L.F. Eastman**, "Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGaIn/GaN heterostructures", *Journal of Applied Physics, vol 87, no. 1, pp. 334-344, 2000*.
- [22] **P.M. Asbeck, E.T. Yu, S.S. Lau, G.J. Sullivan, J. Van hove, J. Redwing**, "Piezoelectric charge densities in AlGaIn/GaN HFETs", *Electronics Letters, vol.33, no.14, IEE, 3 July 1997. pp.1230-1231*.
- [23] **R.J. Trew, D. S. Green, J.B. Shealy**, "AlGaIn/GaN HFET reliability", *IEEE microwave magazine, juin 2009*, pp 116-127.
- [24] **A. Sarua, T. Batten, H. Ji, M. J. Uren, T. Martin, and M. Kuball**, "Thermal and Piezoelectric Stress in Operating AlGaIn/GaN HFET Devices and Effect of the Fe Doping

in the GaN Buffer Layer” *CS MANTECH Conference, May 18th-21st, 2009, Tampa, Florida, USA.*

- [25] **R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra**, "The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGaIn/GaN HFETs", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 48, pp. 560-566, 2001.
- [26] **C. Charbonniaud, S. De Meyer, R. Quéré, JP. Teyssier**, “Electrothermal and trapping effects characterisation of AlGaIn/GaN HEMTs” *Inproceedings of 11th GAAS Symposium - Munich 2003.*
- [27] **A. V. Vertiatchikh, L. F. Eastman, W. J. Schaff and T. Prutny**, "Effect of surface passivation of AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistor", *Electron letters*, vol. 38, pp. 388-389, 2002.
- [28] **W. Lu, V. Kumar, R. Schwindt, E. Piner, I. Adesida**, "A comparative study of surface passivation on AlGaIn/GaN HEMTs", *Solid-State Electronics*, vol. 46, pp 1441-1444, 2002
- [29] **H. Kim, R. M. Thompson, V. Tilak, T. R. Prutny, J. R. Shealy, and L. F. Eastman**, "Effect of SiN passivation and high-electric field on AlGaInGaIn HFET degradation", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 24, pp. 421-423, 2003.
- [30] **G. Koely, V. Tilak, L. F. Eastman, and M. G. Spencer**, "Slow transients observed in AlGaIn/GaN HFETs: effects of SiN_x passivation and UV illumination", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 50, pp. 886-893, 2003.
- [31] **T. Mizutani, Y. Ohno, M. Akita, S. Kishimoto, and K. Maezawa**, "A study on current collapse in AlGaIn/GaN HEMTs induced by bias stress," *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 50, pp. 2015-2020, 2003.
- [32] **N. Maeda, M. Hiroki, N. Watanabe, Y. Oda, H. Yokoyama, T. Yagi, T. Makimoto, T. Enoki, and T. Kobayashi**, “Systematic study of insulator deposition effect (Si₃N₄, SiO₂, AlN, Al₂O₃) on electrical properties in AlGaIn/GaN heterostructures”, *Jpn. Journal of Applied Physics*, vol. 46, no. 2, pp. 547–554, 2007.

- [33] **D. W. DiSanto and C. R. Bolognesi**, "Effect of gate-source access region stress on current collapse in AlGa_N/Ga_N HFETs," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 8, 2005.
- [34] **H. F. Sun and C. R. Bolognesi**, "Impact of selective Al₂O₃ passivation on current collapse in AlGa_N/Ga_N HEMTs," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 23, 2007.
- [35] **S. Arulkumaran, G. I. Ng, Z. H. Liu**, "Effect of gate-source and gate drain Si₃N₄ passivation on current collapse in AlGa_N/Ga_N high-electron mobility transistors on silicon," *Applied Physics Letters*, vol. 90, 173504, 2007.
- [36] **G.L Bilbro and R.J. Trew**, "RF knee walkout and source access region of unpassivated HFETs", *Electronics letters*, vol. 42, no. 24, 2006.

Chapitre 2

Les moyens expérimentaux dédiés aux analyses de fiabilité

2 Les Moyens expérimentaux dédiés aux analyses de fiabilité.

Dans ce chapitre nous décrivons l'ensemble des techniques expérimentales que nous avons employées afin d'affiner le diagnostic de dégradation des structures étudiées. Nous décrivons ainsi la mesure de bruit basse fréquence par amplificateur transimpédance, les mesures I(V) en continu et en mode impulsionnel, la caractérisation RF et les mesures de centres profonds par spectroscopie de transitoires de courant (I-DLTS).

2.1 Bruit basse fréquence

2.1.1 Définition

En électronique, le mot bruit désigne toute fluctuation aléatoire de courant ou de tension qui a pour origine une fluctuation des charges présentes dans la structure semi-conductrice. Il fixe la limite inférieure des signaux que peut traiter un système. En effet, si le signal est trop faible, il peut "se noyer" dans le bruit et ne pas être interprétable. On parle souvent de rapport signal sur bruit pour évaluer la puissance du signal à traiter en fonction du bruit interne du système utilisé.

Le bruit est par définition un processus aléatoire qui ne peut pas être prédit par des relations dépendantes du temps. Il ne peut être traité que de manière statistique et s'exprime à l'aide de la densité spectrale de courant, de tension ou de puissance. Pour cela on introduit la fonction d'autocorrélation du signal $x(t)$ définie par l'équation suivante :

$$R_x(\tau) = \overline{x(t)x(t + \tau)} \quad (2-1)$$

La densité spectrale du signal x est alors définie par :

$$S(f) = 2 \int_0^{+\infty} \overline{x(t)x(t + \tau)} \cos 2\pi f\tau \, d\tau \quad (2-2)$$

La densité spectrale est en fait égale à deux fois la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation.

Pour avoir une idée de l'origine des différentes sources de bruit dans un matériau ou un composant, il suffit d'observer l'expression générale de la densité de courant :

$$\vec{j} = ne\vec{v} \quad (2-3)$$

où n est la densité de porteurs, e la charge élémentaire et v la vitesse à laquelle les porteurs se déplacent dans le matériau. Il apparaît de façon évidente que les différentes sources de bruit sont les phénomènes physiques qui entraînent des variations aléatoires de la vitesse des porteurs et/ou de leur nombre.

L'étude du bruit électrique dans le domaine des basses fréquences (jusqu'à environ 1MHz) donne de nombreux enseignements quant à la compréhension des mécanismes physiques et la modélisation électrique des composants. En effet, la signature caractéristique du spectre de bruit basse fréquence permet de localiser les différentes sources de bruit et de remonter aux défauts physiques. Il apparaît ainsi comme un excellent outil de diagnostic pour améliorer la fiabilité des composants. Un autre aspect intéressant, non traité dans ce manuscrit, est la conversion du bruit basse fréquence aux fréquences micro-ondes par les non-linéarités des composants perturbant alors le fonctionnement des systèmes non-linéaire tels que les oscillateurs ou les convertisseurs de fréquence.

2.1.2 Les sources de bruit dans un transistor HEMT AlGaN/GaN

Le schéma équivalent en bruit BF d'un transistor HEMT AlGaN/GaN est représenté sur la Figure 2-1. Nous distinguons les sources de bruit présentes dans le canal, mesurables sur l'accès de drain et les sources de bruit de la grille, accessibles par mesure du courant de fuite. Cette dernière composante peut être délicate à évaluer sur les composants disposant de contact Schottky de très bonne qualité avec de très faibles courants de fuite.

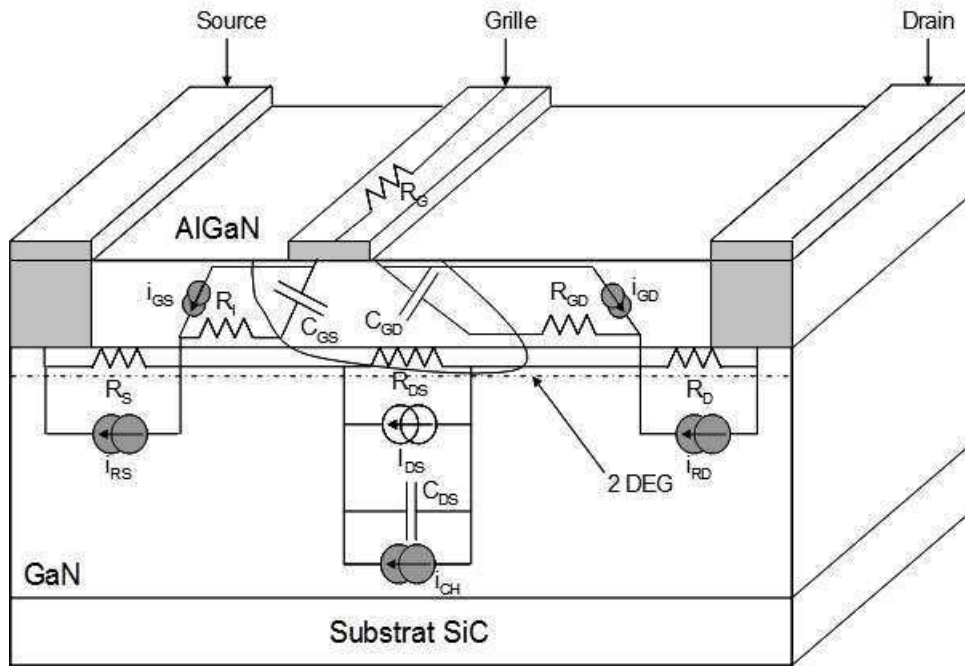


Figure 2-1 : schéma équivalent en bruit BF d'un transistor HEMT AlGaN/GaN.

Les deux types de sources évoquées de manière indépendante peuvent également être liés par un coefficient de corrélation qui sous-entend une origine commune à chacune des contributions. Ce coefficient de corrélation peut être évalué par un post traitement des mesures du spectre croisé.

La variété de la localisation des sources et de leurs origines rend le traitement des mesures délicat. En effet, le fait de ne disposer que de deux accès extérieurs pour évaluer l'ensemble des contributions intrinsèques au transistor demande une bonne connaissance théorique de l'ensemble des sources susceptibles d'être présentes dans une telle structure. La contribution mesurée extrinsèquement ne peut être appréhendée que comme l'ensemble des événements électriques qui apparaissent de manière discrète dans l'ensemble de la structure. De ce fait, la métrologie du bruit BF nécessite une bonne définition des modèles extrinsèques utilisés (Figure 2-3). Le schéma représenté sur la Figure 2-1 s'apparente très facilement à la représentation parallèle (Figure 2-2) du quadripôle, formalisme que nous utiliserons par la suite.

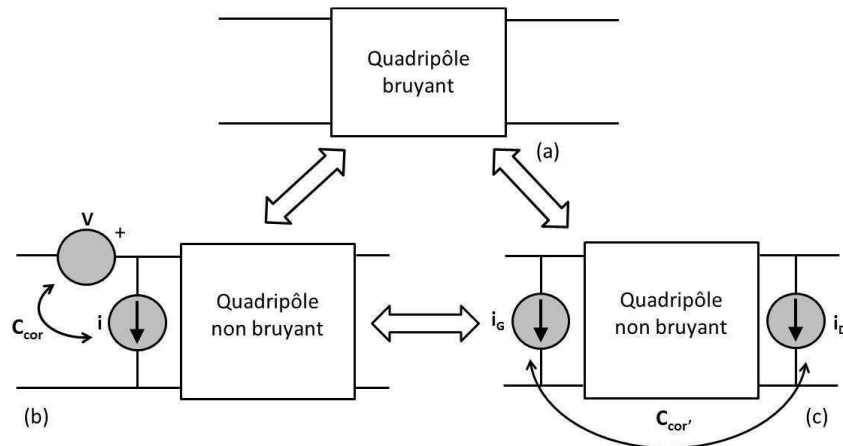


Figure 2-2 : représentation en bruit BF d'un quadripôle (a) bruyant, (b) en représentation chaîne, (c) en représentation parallèle.

2.1.3 Sources de bruit mesurées sur le drain

2.1.3.1 Bruit de grenaille

Le bruit thermique trouve son origine dans les fluctuations de vitesse des porteurs qui traduit l'agitation thermique des électrons dans le milieu résistif dans lequel ils se déplacent.

Son amplitude est donnée par le théorème de Nyquist, qui établit que les fluctuations spontanées de la tension aux bornes d'une résistance R linéaire (maintenue en équilibre thermique à la température T), dépendent uniquement de la valeur de la résistance et de la température. Les densités spectrales du bruit de diffusion en tension et en courant s'expriment respectivement comme suit :

$$S_i = \frac{4kT}{R} \quad (2-4)$$

$$S_v = 4kTR \quad (2-5)$$

où k est la constante de Boltzmann égale à $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1} \cdot \text{mol}^{-1}$, T le température en Kelvin et R la résistance en Ohms. Dans un intervalle de fréquence Δf , ce bruit peut donc être représenté par un générateur de bruit en tension en série avec R ou un générateur de bruit en courant en parallèle avec R (Figure 2-3). Les deux générateurs ainsi représentés possèdent des densités spectrales de bruit en tension et en courant qui s'expriment respectivement par les équations suivantes :

$$\overline{V^2} = 4kTR \Delta f \quad (2-6)$$

$$\overline{i^2} = \frac{4kT}{R} \Delta f \quad (2-7)$$

Les densités spectrales étant indépendantes de la fréquence f , ce bruit est qualifié de bruit blanc. Leurs amplitudes instantanées ont une distribution normale (gaussienne) et sont irréductibles.

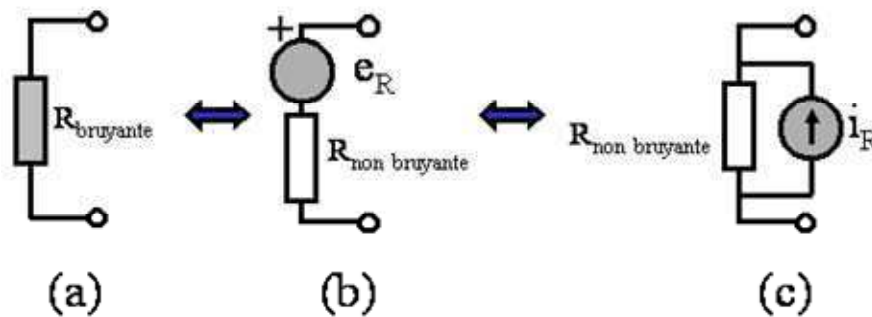


Figure 2-3 : représentation en bruit d'un dipôle : (a) résistance bruyante $R_{bruyante}$, (b) résistance non bruyante $R_{non\ bruyante}$ associée à un générateur de bruit en tension e_R en série et (c) résistance non bruyante associée à une source de bruit en courant i_R en parallèle.

2.1.3.2 Bruit en $1/f$

Le bruit en $1/f$ se caractérise par une densité spectrale de bruit dont le spectre évolue de manière inversement proportionnelle à la fréquence. Ce type de bruit ne s'observe donc qu'aux basses fréquences. Ses origines sont moins bien identifiées que celles des autres sources de bruit. Deux hypothèses sont cependant mises en avant pour les expliquer :

- Un premier modèle (Mc Whorter [1]) met en avant des phénomènes mettant en jeu la fluctuation du nombre de porteurs due aux mécanismes de génération-recombinaison faisant intervenir des pièges dans les régions considérées. L'expression mathématique de ce modèle est décrite par l'équation suivante :

$$SI_D = \frac{q\mu n_t f_t (1 - f_t)}{L^2 n \times Ln \frac{\tau_1}{\tau_2} f} I_D V_{DS} \quad (2-8)$$

$$\text{avec } f_t = \frac{1}{1 + B \times \exp\left[\frac{E_t - E_f}{K_B T}\right]} \quad (2-9)$$

$$\text{et } n = N_c \exp\left[\frac{E_f - E_c}{K_B T}\right] \quad (2-10)$$

où E_t représente le niveau d'énergie d'un piège, E_f est le niveau d'énergie de Fermi, E_c est le niveau d'énergie de la bande de conduction, n_t est la densité d'un centre, n est la densité de porteurs libres, N_c est la densité d'états de la bande de conduction et B est un facteur de dégénérescence de spin.

- L'autre modèle utilisé se base sur la fluctuation de la mobilité des porteurs (modèle de Hooge [2]), et est décrit par la relation suivante :

$$\frac{SI_D}{I_D^2} = \left\langle \left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2 \right\rangle = C \times \frac{\Delta f}{f} \quad (2-11)$$

$$\text{avec } C = \frac{\alpha_H}{N} \quad (2-12)$$

avec α_H le facteur de Hooge relatif au barreau résistif considéré (le canal bidimensionnel dans le cas d'une hétérojonction) et N le nombre total de charges libres.

2.1.3.3 Bruit de génération-recombinaison

Cette source de bruit non linéaire se caractérise par une signature électrique de type lorentzien qui répond au mécanisme piégeage-dépiégeage lié à la présence de défauts dans le semi-conducteur. Ce phénomène se traduit par une fluctuation du nombre de porteurs due à des captures et des émissions de trous et d'électrons dans les bandes de conduction et de valence. Il s'exprime sous la forme suivante :

$$SI_D = \frac{K}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (2-13)$$

où f est la fréquence, K un coefficient d'amplitude et f_c la fréquence de coupure liée à une constante de temps de relaxation ou de piégeage.

2.1.4 Sources de bruit mesurées sur la grille.

La mesure du bruit basse fréquence sur l'accès de grille est un exercice rendu difficile par la nature même des composants étudiés. D'un point de vue technologique, la qualité du contact Schottky qui constitue l'accès de grille doit être suffisante pour limiter au maximum tout courant de fuite, rendant de fait délicate (voire impossible si le bruit généré est inférieur au plancher de sensibilité du banc de mesure) l'évaluation de la densité spectrale de bruit en courant sur cet accès. Notre montage expérimental permet les mesures de densité de courant de grille S_{IG} jusqu'à 10^{-23} A²/V selon le calibre (Annexe 1).

2.1.4.1 Bruit de grenaille

Le bruit de grenaille trouve son origine dans les fluctuations du nombre de porteurs associés à une injection comme celle du passage des porteurs à travers une barrière de potentiel. Dans le cas des structures à hétérojonction, les porteurs ne sont pas injectés à travers la jonction mais se déplacent le long de l'hétérojonction sans traverser de barrière de potentiel. Il n'y a donc pas de source de bruit de grenaille mesurable sur l'accès de drain. Cependant, les courants de fuite s'écoulant à travers la barrière que constitue le contact Schottky peuvent être la cause de bruit de grenaille sur l'accès de grille. L'expression de la densité spectrale du bruit de grenaille sur l'accès de grille est donnée dans le cas d'une jonction idéale traversée par un courant I par l'équation suivante :

$$S_{IG} = 2qI_G \quad (2-14)$$

L'explication physique de ce bruit est liée à la nature granulaire du courant électrique : quand un porteur franchit une barrière de potentiel, comme par exemple la zone dépeuplée d'une jonction PN, une impulsion élémentaire de courant se manifeste. Or le nombre d'électrons franchissant cette barrière étant variable à un instant donné, si on intègre ces impulsions élémentaires sur un temps très grand, la valeur instantanée du courant est alors fluctuante autour de sa valeur moyenne.

2.1.4.2 Bruit thermique

Comme présenté plus haut, le bruit thermique présent du côté de la grille est directement lié aux propriétés résistives de la région considérée :

$$SI_G = \frac{4kT}{R} \quad (2-15)$$

où R est la résistance de fuite et SI_G la densité spectrale de courant de grille.

2.1.4.3 Bruit de génération-recombinaison

Classiquement, le courant de fuite sur la grille est attribué aux électrons traversant la barrière Schottky sous l'effet de champ électrique ou de champ thermoïonique. La présence de pièges dans la zone de déplétion peut ainsi engendrer du bruit de génération-recombinaison. L'expression mathématique de ce phénomène est la même que pour les centres de génération-recombinaison présentés au 2.1.3.3 de ce chapitre.

2.1.4.4 Bruit en 1/f

Les théories évoquées plus haut au sujet de la fluctuation de la mobilité des porteurs ou du nombre de porteurs n'ont plus lieu d'être quand on considère le bruit en 1/f généré au travers de la barrière Schottky.

Parmi les mécanismes de transport des électrons au travers de la barrière Schottky prédominent les effets de champs électriques et thermoïoniques [3][4][5] menant à des phénomène de génération-recombinaison décrits plus haut.

La modulation de la hauteur de la barrière Schottky est appréhendée dans la théorie de Hsu comme étant une conséquence directe de la fluctuation de la densité de charge dans la zone de charge d'espace. Les effets de tunneling en chaîne de petites quantités d'électrons activés thermiquement sont à l'origine de cette variation de densité de charge. Cette fluctuation, qui peut être décrite par l'équation de Poisson, entraîne également des variations du courant de la diode.

Une autre approche consiste à dire qu'à partir d'un niveau de courant direct suffisant, une composante en 1/f peut être générée dans la résistance série de la diode Schottky.

Le banc utilisé au LAAS et développé par Laurent Bary [6] est présenté en annexe 1.

2.2 Caractérisation électrique

La caractérisation électrique des dispositifs électroniques est l'outil dont la mise en œuvre est la plus accessible et la plus largement répandue. Les appareils commercialisés à cet

effet sont légion et les protocoles expérimentaux rendus possibles sont très variés. Il en va ainsi des simples caractérisations statiques jusqu'aux mesures effectuées en mode impulsif.

Les effets thermiques incriminés dans de nombreux problèmes de fiabilité et de robustesse sont liés à la conduction électrique au sein des structures. La caractérisation électrique statique du courant de drain des composants permet une première approche des effets d'auto-échauffement. La question est d'autant plus critique pour les structures HEMT AlGaIn/GaN que les courants induits par le fonctionnement classique de ces structures sont très élevés. En mode impulsif, les protocoles expérimentaux permettent de s'affranchir de l'auto-échauffement pour isoler et identifier d'autres mécanismes de piégeage.

Les courants de grille qui ne sont pas sujets aux phénomènes thermiques inhérents à la conduction des porteurs sont de précieux indicateurs quant à la compréhension de la dégradation des composants dans la région de la grille.

2.2.1 Mesures statiques

Les mesures statiques constituent généralement la première étape dans l'approche électrique du composant. La modélisation du régime DC permet notamment d'établir les bases d'un modèle électrique qui peut être utilisé dans les simulateurs pour la conception de circuits.

Les principaux types de caractérisations adressent les courants de drain et de grille qui sont exprimés en fonction des tensions de grille ou de drain. Notons principalement les caractéristiques $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$, $I_{DS}(V_{GS})$ ou encore $I_{GS}(V_{GS}, V_{DS})$. La caractérisation des capacités entre grille et source (C_{GS}) et entre grille et drain (C_{GD}) font également l'objet de travaux intéressants. Nous avons utilisé lors de cette étude un appareil de caractérisation DIVA D225.

Le principe de la mesure statique est décrit en annexe 2.

2.2.1.1 Caractéristique $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$

La caractéristique $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ permet de définir notamment les différents régimes de fonctionnement du transistor (Figure 2-4):

- Le régime ohmique : régime pour lequel le composant se comporte comme un barreau résistif et dont on peut extraire le paramètre R_{on} qui est fonction de la tension V_{GS} . Ce mode est souvent utilisé dans les transistors à effet de champ pour les applications de résistance commandée. Il est également exploité lors de la mesure du bruit basse fréquence pour extraire notamment le coefficient de Hooge (équation (2-12)).
- Le régime saturé : régime pour lequel la résistance de canal est très élevée et ne varie pas ou peu en fonction de la tension de drain. C'est le régime d'utilisation du composant pour les applications de type amplification.
- Le régime d'avalanche : régime pour lequel le courant augmente brutalement, pouvant détruire le composant.

Les régimes de fonctionnement peuvent être distingués les uns des autres par des paramètres tels que :

- La tension de coude : elle correspond au passage entre le régime ohmique et le régime saturé. Elle peut être plus ou moins facile à déterminer en fonction de la qualité du transistor étudié.
- La tension de claquage : cette tension délimite cette zone où la puissance consommée devient trop grande et entraîne la destruction du composant quand il fonctionne au-delà de cette limite pendant un laps de temps trop élevé.

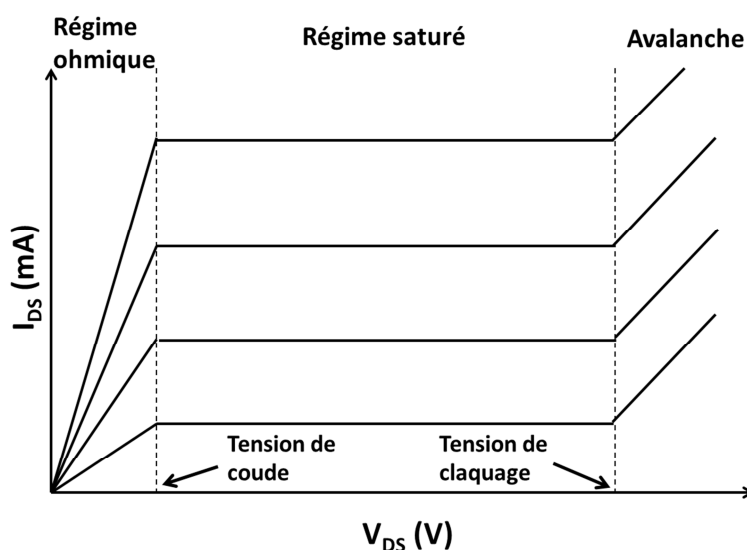


Figure 2-4 : caractéristique I(V) d'un HEMT.

Concernant l'auto-échauffement des structures, l'explication est relativement simple à appréhender. Les forts niveaux de courants circulant dans le canal bidimensionnel créent des effets thermiques importants liés à l'augmentation des collisions entre les électrons libres et le réseau cristallin et qui ont pour conséquence de diminuer la mobilité des électrons. Il en résulte une chute du courant de drain lorsque le composant est polarisé de manière prolongée. Les conséquences sur les performances RF sont importantes : réduction de la transconductance ou encore de la puissance de sortie.

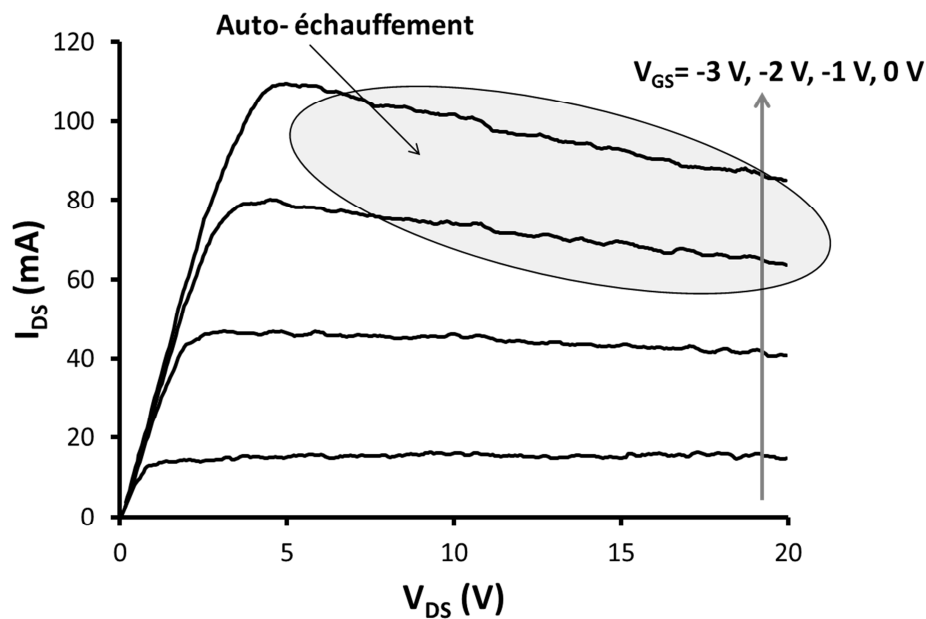


Figure 2-5 : caractéristique I_{DS} (V_{DS} , V_{GS}) et phénomène d'auto-échauffement.

Les manifestations inhérentes à l'auto-échauffement ne se limitent cependant pas à la simple réduction du courant de drain du fait de la diminution de la mobilité. La température étant le premier catalyseur des différents phénomènes limitatifs dans ce type de structures, il est possible de tirer de nombreux enseignements de ces caractéristiques. Des phénomènes plus complexes peuvent ainsi être mis en évidence à l'aide de simples mesures statiques. C'est le cas de l'effet de l'activation d'un canal parasite qui se caractérise par une augmentation abrupte du courant de drain à une certaine tension de voltage proche de la tension de coude (Figure 2-6). Il en découle une augmentation de la conductance de sortie pour la zone de polarisation concernée. Il n'y a pas de théorie unanime sur l'explication de ce phénomène mais concernant les HEMTs AlGaIn/GaN, certains l'attribuent à l'accumulation de trous sous l'effet d'ionisation [7]. Cet effet de coude possède cependant une signature spécifique et a souvent été employé de manière abusive pour les transistors HEMT AlGaIn/GaN alors que

l'augmentation du courant était compatible avec une accumulation de charges qui modifiait la commande intrinsèque de grille (Figure 2-8), généralement sous une tension V_{DG} critique.

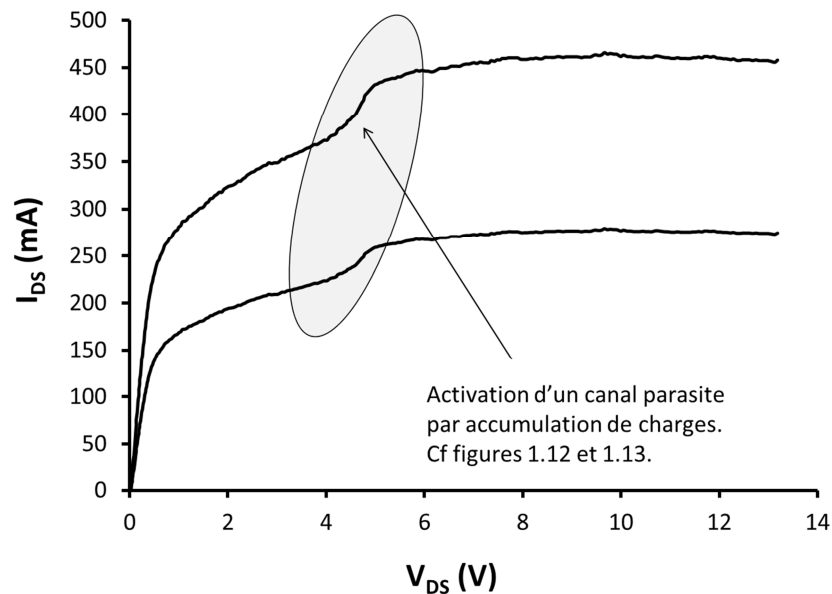


Figure 2-6 : observation du de l'activation d'un canal parasite.

2.2.1.2 Caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$

Le tracé de la caractéristique de transfert $I_{DS}(V_{GS})$ (Figure 2-7) permet de déterminer graphiquement la tension de seuil (V_{TH}) qui représente la tension de grille au-delà de laquelle le canal commence à s'ouvrir permettant la conduction des porteurs. On peut aussi définir la tension de pincement V_P , qui correspond à la tension nécessaire pour qu'il n'y ait plus de charge libre sous la grille. Ces deux paramètres sont la plupart du temps identiques mais il peut exister une différence pour les transistors à canal court.

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer la tension de seuil :

- Méthode de la tangente : en considérant la partie quasi linéaire de la caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$, l'intersection de la tangente et de l'axe des abscisses donne la valeur de la tension de seuil.
- Méthode quadratique : il faut considérer pour cette méthode la partie quadratique de la caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$ et tracer $\sqrt{I_{DS}}$ en fonction de V_{GS} . L'intersection de cette caractéristique avec l'axe des abscisses indique la valeur de la tension de seuil.

- Une autre méthode plus précise et basée sur des mesures de bruit basse fréquence a été développée par LK Van Damme [8] et utilisée au LAAS sur des composants GaN de première génération lors de la thèse de Geoffroy Soubercaze-Pun [9].

L'expression mathématique de la tension de seuil est la suivante :

$$V_{TH} = \varphi_B - \Delta E_C - \frac{qNd}{\varepsilon} \quad (2-16)$$

où φ_B est la hauteur de la barrière Schottky, q la charge élémentaire, ΔE_C la discontinuité de la bande de conduction, d l'épaisseur de la barrière d'AlGaN et ε la permittivité de la couche d'AlGaN.

Il est également possible d'obtenir la transconductance G_m par dérivée de la caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$ (Figure 2-7) et de connaître ainsi le gain du transistor. Son expression est donc de la forme suivante :

$$G_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (2-17)$$

La transconductance peut également s'exprimer en fonction des paramètres du transistor selon l'équation suivante :

$$G_m = \frac{Z\mu}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (2-18)$$

où Z est la largeur de la grille, μ la mobilité dans le canal et L la longueur de la grille.

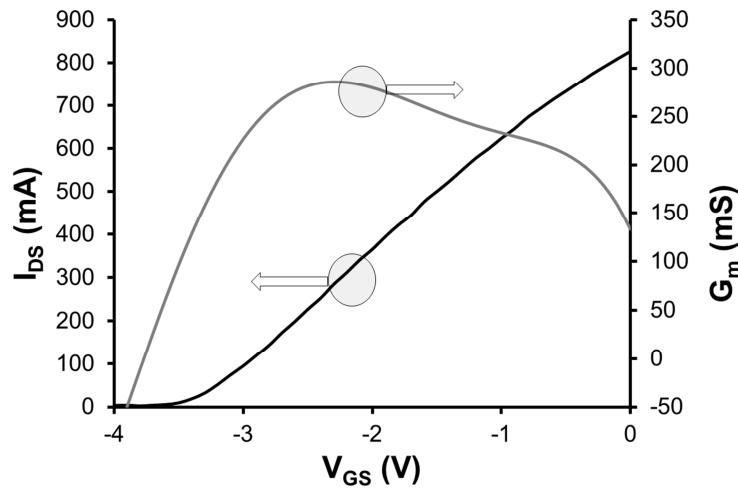


Figure 2-7 : caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$ et $G_m(V_{GS})$.

2.2.1.3 Caractéristique $I_{GS}(V_{DS}, V_{GS})$

L'étude du courant de grille via la caractéristique $I_{GS}(V_{DS}, V_{GS})$ est le meilleur moyen d'évaluer la qualité du contact Schottky de grille et pour connaître avec précision les paramètres technologiques de la grille. Parmi les différentes possibilités d'étude, nous utilisons au LAAS la technique du tracé de Richardson pour extraire la tension de seuil ϕ_B . Cette technique se base sur une étude en température du courant de grille en fonction de la tension de grille. L'expression de ce courant en fonction de la température est de la forme suivante :

$$I = I_S \left(\exp\left(\frac{qU}{nkT}\right) - 1 \right) \quad (2-19)$$

où U est la tension de grille, n un facteur d'idéalité, k la constante de Boltzmann, T la température et I_S le courant de saturation qui s'exprime :

$$I_S = F \times A^* \times T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \quad (2-20)$$

où F est la surface du contact Schottky et A^* la constante de Richardson normalisée par rapport à la masse effective :

$$A^* = A \frac{m_n^*}{m_e} \quad (2-21)$$

avec m_n^* la masse effective d'un électron et m_e la masse d'un électron.

En considérant que $qU \gg nkT$, alors l'expression du courant de grille devient :

$$I = I_s \exp\left(\frac{qU}{nkT}\right) \quad (2-22)$$

La forme linéaire de cette équation est la suivante :

$$\ln(I) = \ln(I_s) + \frac{q}{nkT} U \quad (2-23)$$

dont on peut extraire n par la pente de la droite et I_s par l'intersection de la droite avec l'axe des abscisses. Avec l'équation (2-20) on peut calculer la hauteur de barrière :

$$q\varphi_B = kT \ln \frac{FA^*T^2}{I_s} \quad (2-24)$$

De la même façon, le graphique de Richardson consiste à tracer la forme linéaire de l'expression du courant de saturation en la transformant de manière à pouvoir en extraire la constante de Richardson et la hauteur de barrière. Ainsi la densité de courant de saturation s'exprime par :

$$J_s = \frac{I_s}{F} \quad (2-25)$$

En introduisant J_s dans l'équation (2-20) on obtient :

$$\ln\left(\frac{J_s}{T^2}\right) = \ln(A^*) - \frac{q\varphi_B}{k} \frac{1}{T} \quad (2-26)$$

Cette régression linéaire permet d'extraire la hauteur de la barrière de la pente de la courbe et la constante de Richardson de l'ordonnée à l'origine.

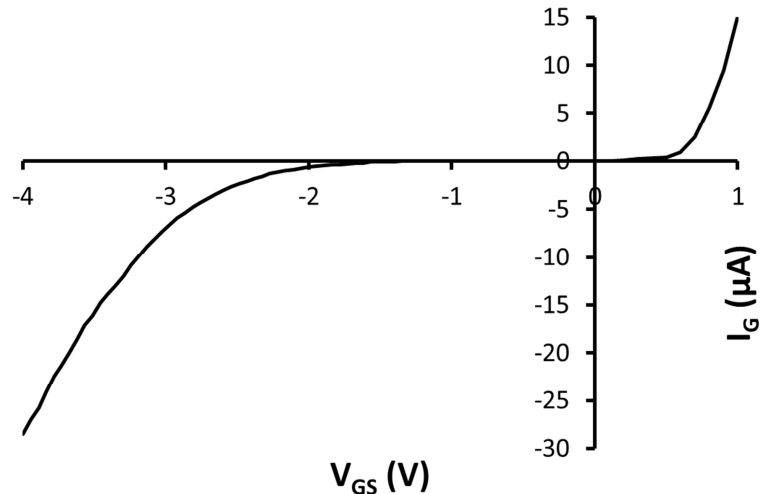


Figure 2-8 : caractéristique $I_G(V_{GS})$.

2.2.2 Mesures pulsées

De la même façon que pour les mesures en continu, les mesures réalisées en mode impulsionnel permettent d'effectuer les caractérisations $I(V)$ décrites. L'intérêt principal de ce genre de mesure est de se rapprocher du mode de fonctionnement du transistor pour comprendre certains mécanismes de piégeage. En effet, lors de ce type de mesure, la caractéristique n'est plus balayée de manière continue mais par l'intermédiaire d'impulsions à partir d'un point de repos permettant des conditions particulières d'équilibre thermique. La chronologie selon laquelle se déroulent les mesures est la même que celle décrite pour la caractérisation statique à l'exception près que le dispositif passe par le point de repos défini entre chaque mesure.

Le détail des paramètres nécessaires à la mesure ainsi que les possibilités permises par les réglages sont décrits en annexe 3. L'appareil utilisé ici est un DIVA D225, le même utilisé pour les mesures statiques.

Dans le cadre des études réalisées sur la fiabilité des composants nous avons mis en place un protocole de mesure basé sur l'utilisation des méthodes par mesures pulsées permettant la caractérisation des effets de gate-lag et de drain-lag.

2.2.2.1 Gate-lag

Afin d'isoler les effets de gate-lag, il faut réaliser plusieurs séries de caractérisations pulsées en faisant varier certains paramètres du point de repos. Il faut ainsi incrémenter à chaque mesure la tension de grille de repos tout en conservant une tension de drain identique

et les mêmes réglages temporels. Les courbes $I_{DS}(V_{DS})$ sont ainsi tracées à une tension de grille de mesure et des paramètres temporels fixes pour différentes tensions de grille de repos (Figure 2-9 a) [10].

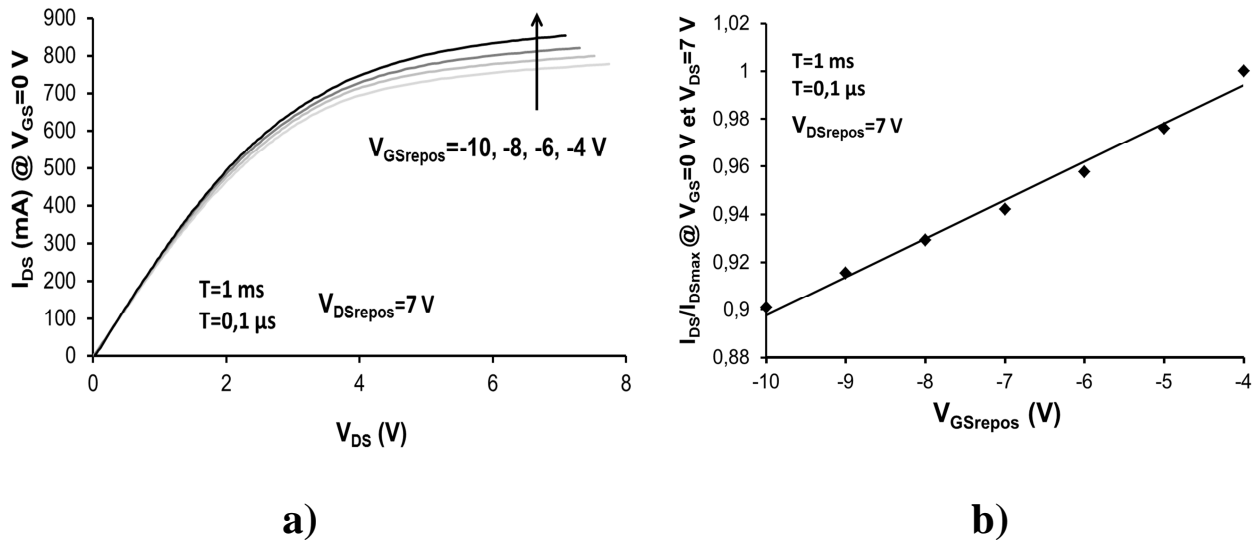


Figure 2-9 : exemple de mesure de gate-lag en l'absence d'échauffement du transistor ($P_{repos} = 0$ W)

L'originalité de la méthode présentée est d'extraire de ces courbes à V_{GS} variable, un nouveau graphe représentant le courant de drain à une tension de drain donnée en fonction des tensions de repos de grille appliquées. Il en résulte une régression linéaire intéressante à interpréter quant aux effets de gate-lag. Cette droite peut être tracée pour différents réglages de la tension de drain de repos et différents réglages temporels. Afin de comparer l'évolution du gate-lag entre les composants témoins et vieillis ou entre différents lots, il est intéressant de normaliser cette droite par rapport au maximum de courant (Figure 2-9 b).

Un protocole expérimental permettant d'observer les impulsions temporelles de courant a également été mis en place. Dans le cadre de l'étude du gate-lag, ce dispositif apporte une expertise complémentaire qui permet de visualiser le cas échéant la signature de charge et de décharge de certains pièges comme cela a déjà été fait dans d'autres études [11] [13]. Ce protocole est basé sur l'utilisation du DIVA D225 auquel nous avons rajouté une sonde en courant reliée à un oscilloscope pour suivre le profil des caractéristiques électriques (I_{DS} , V_{GS}) lors de l'application de l'impulsion. Ici, la tension de drain appliquée n'est plus pulsée comme dans le protocole classique mais fixée par une alimentation continue.

Nous différencierons dans ce qui suit le protocole inhérent au DIVA seul et au protocole utilisant le DIVA et la sonde de courant par les appellations respectives "mesures DIVA" et "mesures temporelles".

2.2.2.2 Drain-lag

Pour les effets de drain-lag, la démarche est similaire et le paramètre qui doit être incrémenté est la tension de repos de drain. De la même manière, le protocole expérimental permet de tracer les caractéristiques $I_{DS}(V_{DS})$ à différents V_{DS} de repos et à tension de grille et paramètres temporels fixes (Figure 2-10) afin d'en extraire le tracé du courant de drain en fonction de la tension de drain de repos.

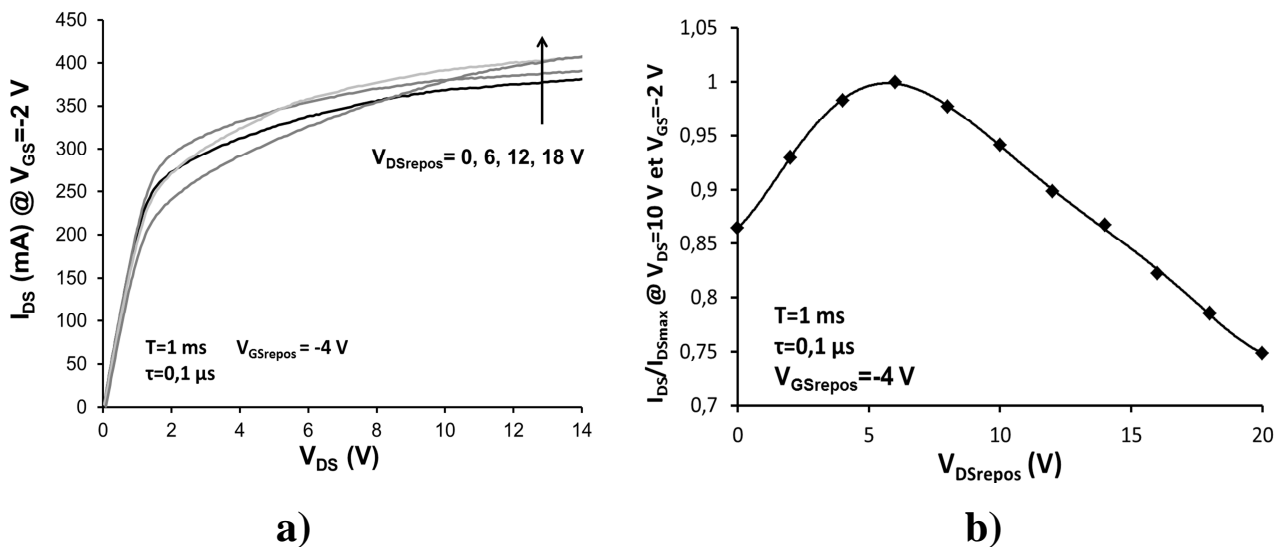


Figure 2-10 : exemple de mesure de drain-lag.

Les études classiques de drain lag se font souvent à fort $V_{DSrepos}$ et ne permettent pas d'extraire une signature fonction de cette tension de repos comme présenté ici.

2.3 Spectroscopie transitoire de centres profonds

2.3.1 Définitions

Les centres profonds ou pièges profonds ont pour origine des perturbations du réseau cristallin du semi-conducteur créant des niveaux d'énergie dans la bande interdite. Ces défauts qui peuvent être dus à des lacunes, des atomes interstitiels, des dislocations ou encore des fautes d'empilement sont généralement consécutifs aux processus d'épitaxie ou de gravure. Lorsque ces niveaux se situent à proximité de la bande de conduction ou de valence, on parle

d'impuretés dopantes de type N ou P. Lorsque ces niveaux d'énergie se situent au milieu de la bande interdite, il s'agit de centres profonds. Leur position médiane dans la bande interdite leur confère des propriétés d'interactions avec les porteurs minoritaires tant dans la bande de conduction que dans la bande de valence. Ils peuvent être assimilés à des centres de génération recombinaison ou à des pièges amenant les mêmes problèmes électriques que nous avons évoqués plus haut dans ce chapitre.

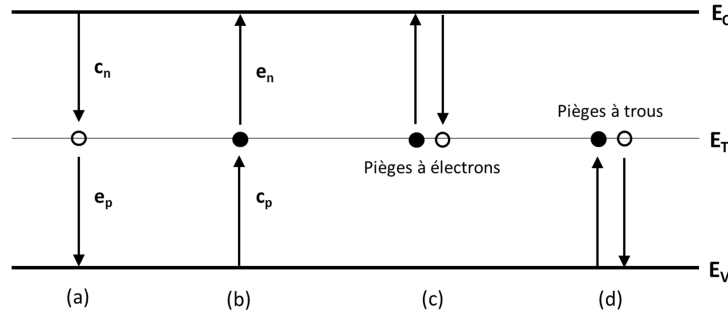


Figure 2-11 : illustration de l'interaction des centres profonds avec les porteurs. (a) capture d'un électron et émission d'un trou, (b) capture d'un trou et émission d'un électron, (c) piège à électrons, (d) piège à trous.

Les interactions possibles entre les centres profonds et les porteurs des bandes de valence et de conduction sont illustrées sur la Figure 2-11: le centre peut agir comme un centre de génération recombinaison (a) et (b) ou comme un piège (c) et (d). Les processus d'émission et de capture dépendent du taux d'émission ($e_{n,p}$) et de capture ($c_{n,p}$) et de la probabilité d'occupation du centre par un porteur libre, donnée par la statistique de Fermi-Dirac.

2.3.2 Emission et capture des centres profonds

Les taux de capture s'écrivent de la façon suivante :

$$c_n = \sigma_n n V_{thn} \quad (2-27)$$

$$c_p = \sigma_p p V_{thp} \quad (2-28)$$

où σ_n et σ_p sont les sections efficaces de capture du piège, V_{thn} et V_{thp} sont respectivement les vitesses thermiques dans le semi-conducteur d'un électrons et d'un trou et s'expriment :

$$V_{thm} = \left(\frac{3kT}{m_e^*} \right)^{1/2} \quad (2-29)$$

$$V_{thp} = \left(\frac{3kT}{m_p^*} \right)^{1/2} \quad (2-30)$$

et n et p sont les concentrations d'électrons et de trous et s'expriment :

$$n = N_c \exp\left(-\frac{E_c - E_F}{kT}\right) \quad (2-31)$$

$$p = N_c \exp\left(-\frac{E_F - E_V}{kT}\right) \quad (2-32)$$

L'analyse des taux de capture permet de connaître les caractéristiques du centre profond. Il se comportera comme un piège à électrons si $c_n \gg c_p$, comme un piège à trous si $c_n \ll c_p$ et comme un centre de génération recombinaison si $c_n = c_p$. Les sections efficaces de captures σ_n et σ_p représente la surface auprès de laquelle le porteur libre sera capturé. Plus cette surface est étendue et plus le processus de génération recombinaison est probable.

Les taux d'émissions s'expriment :

$$e_n = K_n T^2 e^{\left(\frac{-(E_c - E_T)}{kT}\right)} \quad (2-33)$$

$$e_p = K_p T^2 e^{\left(\frac{-(E_V - E_T)}{kT}\right)} \quad (2-34)$$

où K_n et K_p sont des constantes égale à $4 \sqrt{\frac{3}{2}} \pi^{\frac{3}{2}} \left(\frac{k}{n,p}\right)^2 \sigma_{n,p} m_{e,p}^*$, $m_{e,p}^*$ étant la masse effective des électrons ou des trous.

Le taux d'émission dépendant de la température, il est expérimentalement possible de mettre en évidence les caractéristiques intrinsèques du centre, à savoir son énergie d'activation E_a et sa section supposée indépendante de T .

La statistique de Fermi-Dirac est décrite par la fonction :

$$f = \left[1 + \exp \left[\frac{E_T - E_F}{kT} \right] \right]^{-1} \quad (2-35)$$

où E_F est le niveau de Fermi, E_T le niveau du centre profond, k la constante de Boltzmann et T la température.

2.3.3 Principes de la spectroscopie de transitoire de centres profonds

La spectroscopie transitoire des centres profonds est une technique complexe nécessaire à la détection des pièges et des défauts dans un cristal [14]. Il s'agit d'appliquer une impulsion en courant sur la structure à étudier et d'observer la réponse transitoire après l'application de cette impulsion avec un appareil de mesure de capacité ou de courant.

Il existe donc deux approches dans l'étude de ces centres profonds :

- la spectroscopie de transitoire de capacité (C-DLTS) : méthode la plus couramment utilisée car la capacité est proportionnelle à la dérivée du nombre de charges, et donc plus sensible aux variations de charges.
- la spectroscopie de transitoire de courant (I-DLTS) : la technique de transitoire de courant bien que moins précise du fait que le courant est directement proportionnel au nombre de charges, permet de s'affranchir plus facilement des résistances séries du dispositif qui peuvent affecter les transitoires en capacité.

L'approche de la spectroscopie transitoire dans les structures à effet de champ est cependant limitée par le type de géométrie des grilles des composants. En effet, la technique capacitive est complexe du fait que la surface de grille est très petite rendant la mesure de la capacité totalement imprécise. Les effets de bords propres à la géométrie de grille interdigitée sont également à l'origine de cette difficulté.

L'analyse se fait au travers de pic positifs ou négatifs représentant le signal DLTS exprimé en Ampères en fonction de la température. La forme de ces pics nous renseigne sur la nature du piège (qui dépend du signe du pic) et la concentration du piège (qui dépend de son amplitude). Ainsi, il est également possible d'obtenir des informations sur la section efficace du piège et son énergie d'activation selon les équations présentées plus haut.

Le banc expérimental utilisé au LAAS et que nous avons exploité avec François Olivie et Serge Karboyan dans le cadre de cette étude est présenté en annexe 4.

2.3.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons détaillé l'ensemble des outils et protocoles expérimentaux utilisés dans les différents travaux réalisés sans pour autant dresser une liste exhaustive de tous les moyens d'investigation disponibles pour l'étude de la fiabilité des dispositifs HEMT AlGaIn/GaN. Sur la Figure 2-12, les outils de diagnostics les plus couramment utilisés sont représentés en fonction des échelles temporelle et fréquentielle. Les différents pièges étudiés sont aussi reportés sur la partie supérieure.

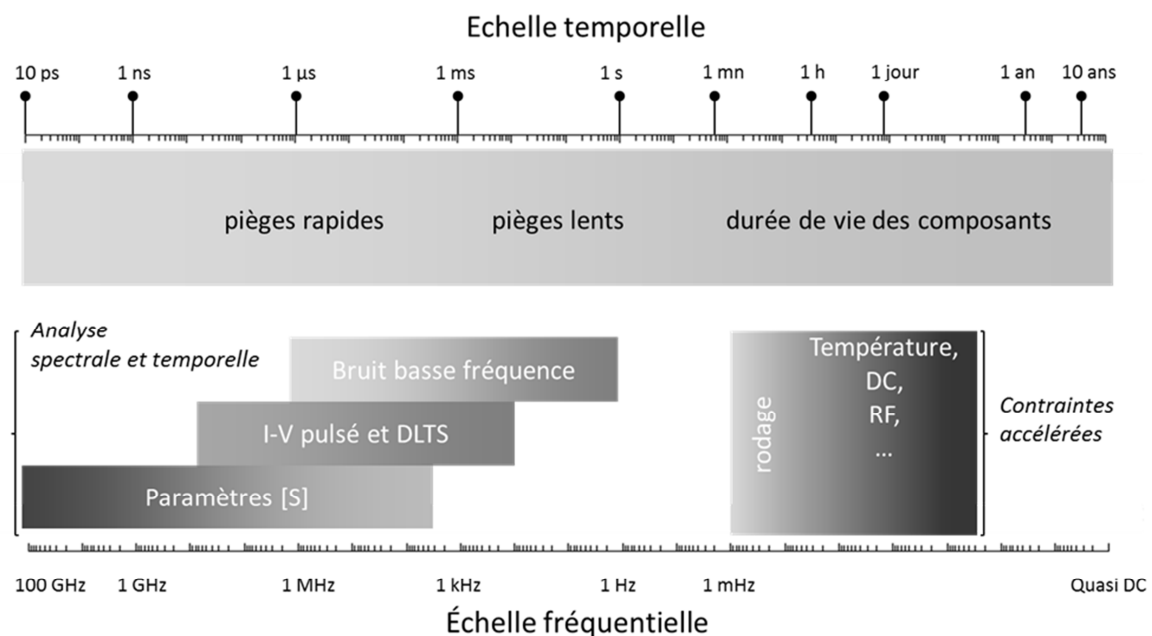


Figure 2-12 : répartition temps/fréquence des différents moyens d'investigations et des pièges activés [16].

De nombreux autres outils non invasifs comme la spectroscopie Raman [17] mais aussi invasifs comme les études optiques [18] complètent l'éventail des moyens d'investigations en matière de fiabilité. De même, le type de mesure et le temps d'acquisition ou de polarisation peuvent avoir une incidence sur l'état du composant et les phénomènes observés.

Bibliographie 2^{ème} chapitre

- [1] **A.L. Mc Worther** “Semiconductor Surface Physics” R.H. Kingston University of Pennsylvania Press, Philadelphia, 1957, p.207.
- [2] **F.N Hooge** “1/f noise” *Physica B* 83, 1976, pp 14-23.
- [3] **E.L. Murphy and R.H. Good, Jr.**, “Thermionic emission, field emission and the transition region”, *Phys. Rev.*, vol. 102, June 1956, pp 1464-1473.
- [4] **F.A. Padovani and R. Stratton**, “Field and thermoionic-field emission in Schottky barrier”, *Solid-State Electron.*, Vol. 9, 1966, pp 695-707.
- [5] **C.R. Crowell and V.L. Rideout**, “Normalized thermionic-field (T-F) emission in metal-semiconductor (Schottky) barriers”, *Solid-State Electron.*, vol. 12, 1969, pp. 89-105.
- [6] **L.Bary**, "Caractérisation et Modélisation du bruit basse fréquence de composant bipolaire micro-ondes: Application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase" *Thèse Université Paul Sabatier, Toulouse, Rapport LAAS N°01658.*
- [7] **B. Brar, K. Boutros, R. E. DeWames, V. Tilak, R. Shealy, and L. Eastman**, “Impact ionization in high performance AlGa_N/Ga_N HEMTs”, *Proc.IEEE Lester Eastman Conf.*, 2002, pp. 487–497.
- [8] **L.K.J Vandamme**, “Criteria of low-noise thick-film resistors”, *Electrocomponent Science and technology, Vol 4, 1997, pp 171-177.*
- [9] **G. Soubercaze-Pun**, “De l’étude de bruit basse fréquence à la conception d’un oscillateur en bande-X à partir de transistors AlGa_N/Ga_N HEMT”, *Thèse Université Paul Sabatier, Toulouse, Rapport LAAS n°07238.*
- [10] **G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U.K. Mishra, C. Canali, E ? Zanoni**, "Surface-related drain current dispersion effects in AlGa_N-Ga_N HEMTs", *IEEE transactions on electron devices*, vol. 51, n°10, pp. 1554-1561, October 2004.

- [11] **K. Horio, K. Fuji, A. Nakajima**, "Physics-based simulation of gate lag due to buffer traps and surface states in AlGaIn/GaN HEMTs", *Proceedings of NSTI-nanotech conference, vol.2, pp 693-696, 2010*.
- [12] **A. Nakajima, K Itagaki, K. Horio**, "Physical mechanism of buffer-related lag and current collapse in GaN-based FETs and their reduction by introducing a field plate", *Proceedings of IEEE 47th Annual international reliability physics symposium*, pp. 722-726, Montreal, 2009.
- [13] **J.M. Tirado, J.L. Sanchez-Rojas, J.I. Izpura**, "Trapping effects in the transient response of AlGaIn/GaN HEMT devices", *IEEE Transactions on electron devices, vol. 54, n°3, pp 410 – 417, March 2007*.
- [14] **D.V. Lang**, "Deep level transient spectroscopy: a new method to characterize traps in semi-conductors", *Bell laboratories, Murray Hill, USA*.
- [15] **N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, F. Verdier, A. Touboul**, "Bias dependence of LF drain and gate noise in GaN HEMT's", *proceedings of ICNF conference, pp. 263-276, Maspalomas, Espagne, may 2004*.
- [16] **J.G. Tartarin** "Diagnostic tools for accurate reliability investigations of GaN devices", invited paper, *proceedings of ICNF conference, pp. 456-461, Toronto, Canada, june 2011*.
- [17] **M. Kuball, J.M. Hayes, M.J. Uren, I Martin, J.C.H. Birbeck, R.S. Balmer, B.T. Hughes**, "Measurement of temperature in active high-power AlGaIn/GaN HFETs using Raman spectroscopy", *IEEE Electron Device Letters, vol. 23, n°1, pp 7-9, January 2002*.
- [18] **M. Tapajna, R.J.T. Simms, Yi Pei, U.K. Mishra, M. Kuball**, "Integrated optical and electrical analysis: identifying location properties of traps in AlGaIn/gaN HEMTs during electrical stress", *IEEE Electron Device Letters, vol. 31, n°7, pp 662 – 664, july 2010*.

Chapitre 3

Etude de transistors d'un centre de Recherche et Développement

3 Etude de la filière TRT

3.1 Influence de la deutération sur la robustesse des structures AlGaN/GaN.

Lors d'études précédentes, les transistors épitaxiés sur SiC ont montré de nombreux pièges (centres de G-R) sensibles au marquage du deutérium (H^+) qui est un isotope naturel de l'hydrogène. Une analyse physique SIMS (Secondary Ions Mass Spectrometry) réalisée par le LPSC de Meudon [1] a permis d'évaluer la densité des défauts au niveau de l'interface et dans le volume de GaN conformément à des études de bruit BF réalisés. Le deutérium utilisé comme un marqueur diffuse dans la structure sous l'effet de la température (360 °C) et d'un plasma RF (30 W) en se fixant par affinité électronique sur les défauts structuraux.

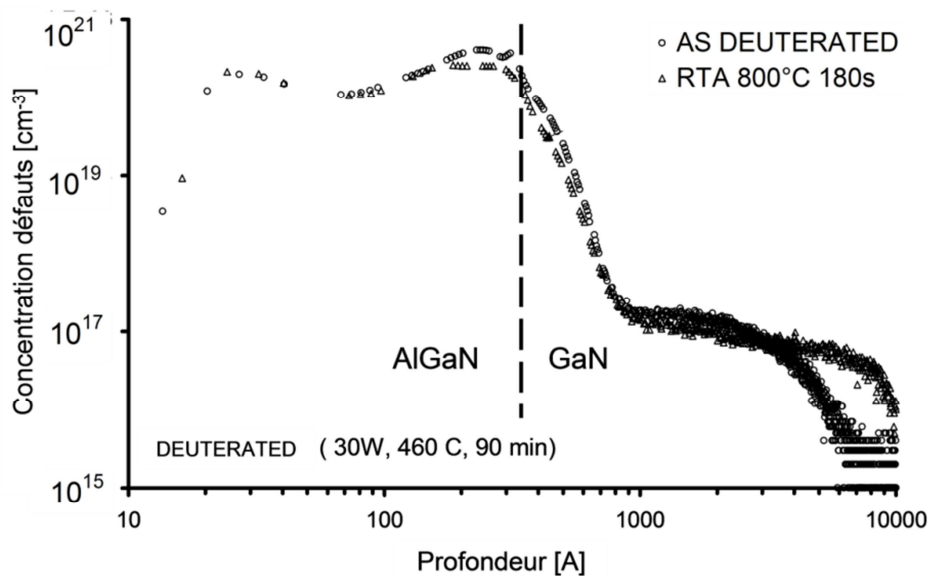


Figure 3-1 : étude SIMS LPSC Meudon sur la répartition des défauts à l'interface AlGaN/GaN par diffusion de deutérium.

Le profil de diffusion du deutérium dans la structure laisse apparaître 3 zones distinctes [2]. Une première partie qui correspond à la profondeur de la couche d'AlGaN présente une concentration de deutérium de 10^{20} cm^{-3} avec un maximum atteint au niveau de l'interface. Le deutérium y est piégé par les défauts structuraux. La deuxième partie dans laquelle le deutérium se comporte comme un accepteur en devenant H^+ correspond au gaz bidimensionnel d'électrons dans la partie GaN de l'interface AlGaN/GaN entre 30 et 80 nm de profondeur. Enfin, la troisième partie qui correspond au volume de GaN présente un long

plateau d'une concentration de 10^{17} cm^{-3} qui rend compte de la présence d'impuretés qui créent des complexes avec le deutérium.

L'introduction du deutérium dans la structure peut également engendrer des modifications des propriétés électriques des transistors entraînant une diminution des performances en termes de mobilité électronique et de concentration de porteurs comme cela a été rapporté dans [1] et représenté sur la Figure 3-2. Cependant, des recuits rapides à haute température sous plasma RF permettent de recouvrer partiellement la mobilité et la concentration en porteurs initiales (D+RTA 800°C, 180 s).

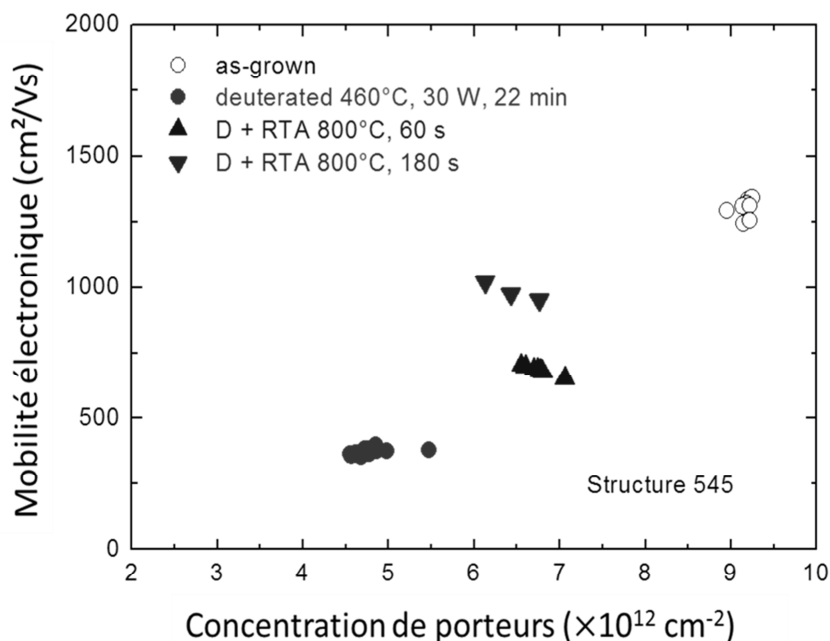


Figure 3-2 : mobilité électronique et densité de porteurs pour différents types de deutérations

Il est largement reconnu que l'hydrogène est fortement présent lors des étapes technologiques et peuvent s'avérer pénalisants lors de phases de stress pour la qualification des filières. Lors de cette étude, nous avons suivi une logique différente qui consiste à vérifier le rôle du deutérium dans ces structures étudiées. Nous avons donc poursuivi les investigations sur l'effet de la diffusion du deutérium en se posant la question suivante : le deutérium a-t-il également un impact sur la passivation des défauts ? Pour mener à bien cette étude, nous avons utilisé cette fois-ci des transistors épitaxiés sur silicium (HEMT $2 \times 0,25 \times 75 \mu\text{m}^2$). TRT a réalisé une plaquette de ces structures sur laquelle une moitié des transistors est deutérée, l'autre moitié est non-deutérée. Les transistors deutérés ont ainsi été

pourvu d'un réservoir de deutérium au niveau de la couche d'AlGa_N puis placés dans des conditions particulières de température sous l'effet d'un plasma RF (T=300 °C et plasma RF de 3W pendant 30 minutes) afin d'assurer la diffusion de ce réservoir. Le deutérium peut ainsi migrer vers l'interface AlGa_N/Ga_N et vers la couche Ga_N (et donc dans le canal de gaz bidimensionnel) et y interagir avec les pièges présents. L'étude comparative réalisée sur les deux types de structures et présentée dans cette partie a pour but de vérifier cette interaction et notamment dans le cadre de l'application de contraintes thermiques et en stockage.

3.1.1 Mesures initiales.

Les mesures statiques et en bruit BF ont été réalisées sur la totalité des composants, à savoir 58 composants dont 24 deutérés au temps T₀. La première constatation faite porte sur le fait que sur les 24 transistors deutérés, 5 ont un comportement anormal, à savoir que la tension de grille n'a pas d'effet sur le pincement du composant qui fonctionne donc en canal ouvert quelle que soit la tension de grille, 2 présentent une tension de pincement anormalement basse et 2 ne fonctionnent pas du tout. Le deutérium semble donc fragiliser la structure et engendrer des dysfonctionnements, notamment au niveau du contact Schottky. Seulement 15 transistors deutérés ont donc été retenus pour l'étude. Un transistor non-deutééré a aussi été écarté à cause de ses caractéristiques marginales (donc non représentatif).

Des mesures initiales ont été réalisées pour vérifier l'impact du processus de deutération utilisé sur la mobilité et le nombre de porteurs dans le canal. Elles ne font apparaître aucune différence majeure entre les transistors deutérés (notés TD) et les transistors non-deutéérés (notés TND). Une légère augmentation du courant I_{DS} pour le lot deutéré peut être attribuée à une augmentation de la densité de charge sous l'effet du premier recuit après implantation du deutérium (lors de la passivation des structures).

En statique, les deux lots ont des moyennes identiques pour R_{on} (34,5 Ohms) et pour I_{DS@VGS=-3V} (12 mA) et des moyennes pour I_{DS@VGS=0V} de 100 mA et de 105 mA respectivement pour les TND et les TD (Figure 3-4).

Les écarts types sont cependant légèrement plus faibles sur le lot des TND, malgré le nombre plus conséquent de transistors mesurés.

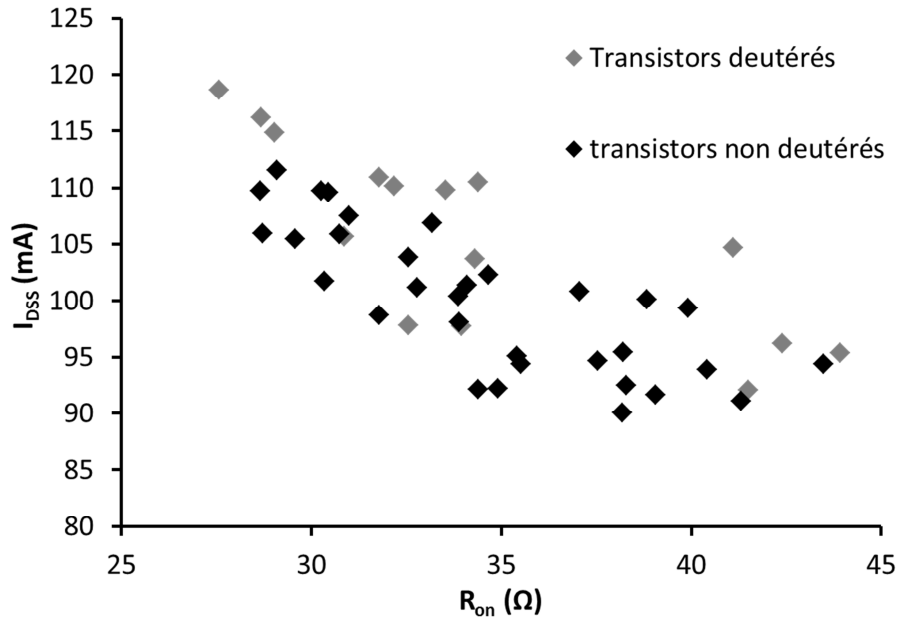


Figure 3-3 : comparaison des valeurs de R_{on} et I_{DSS} pour les composants deutérés et non-deutérés.

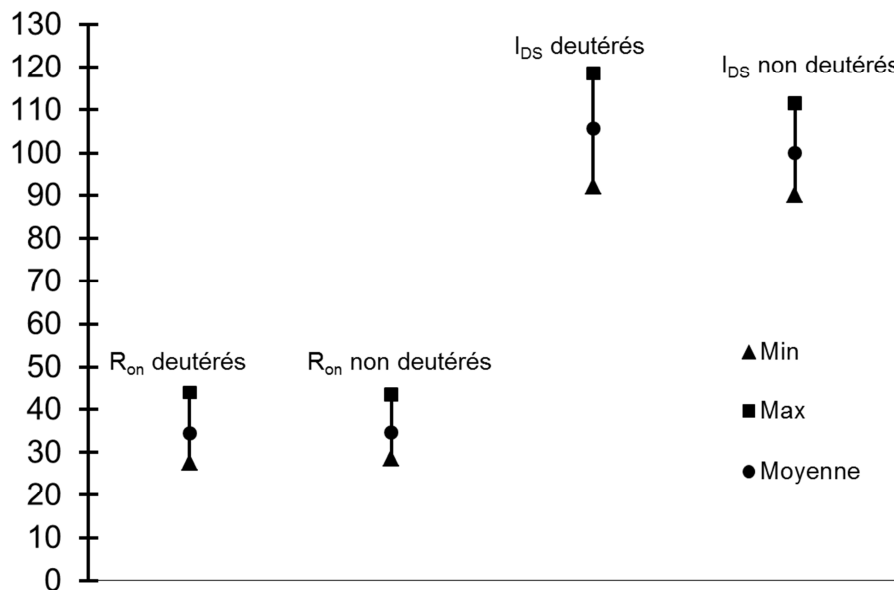


Figure 3-4 : valeurs moyennes, minimales et maximales de R_{on} (ohms) et I_{DSS} (mA) pour les composants deutérés et non-deutérés

L'ensemble des composants de chaque lot a également été caractérisé en bruit basse fréquence pour se rendre compte de la dispersion entre et au sein de chaque lot. Les mesures réalisées montre l'homogénéité de la répartition des densités spectrales de bruit en courant ainsi que la normalisation de cette densité par le courant de drain pour les deux types de composants considérés. Ceci montre que la diffusion du deutérium initiale dans la structure ne modifie pas la signature des pièges et des défauts structurels. De plus, les spectres de bruit

observés initialement présentent les mêmes caractéristiques pour chacun des deux lots. En effet, les spectres de bruit S_{ID} présentent un comportement en $1/f^\gamma$ jusqu'à des fréquences de 4 kHz ou plus pour les TD et les TND. L'index de fréquence $\gamma=1,27$ est identique pour tous les transistors mesurés. Pour des fréquences en bande haute (à partir de 4 kHz voire 8 kHz), le spectre de bruit est sensible à une source de type Lorentzien que l'on peut attribuer à un ou plusieurs pièges. Malgré la faible incidence de ces pièges, les composants non-deutérés sont les plus marqués, ce qui semble indiquer que le deutérium passive effectivement quelques centres de pièges (Figure 3-5).

Des études antérieures [2] - [5] ont déjà permis de mesurer un index de fréquence $\gamma > 1$ imputé à un mode de conduction mixte dans le canal 2DEG et dans le canal parasite AlGaIn. Ici la forte polarisation ($V_{DS}=8V$) pourrait être la cause d'une conduction des porteurs dans le canal AlGaIn au-dessus du gaz 2DEG.

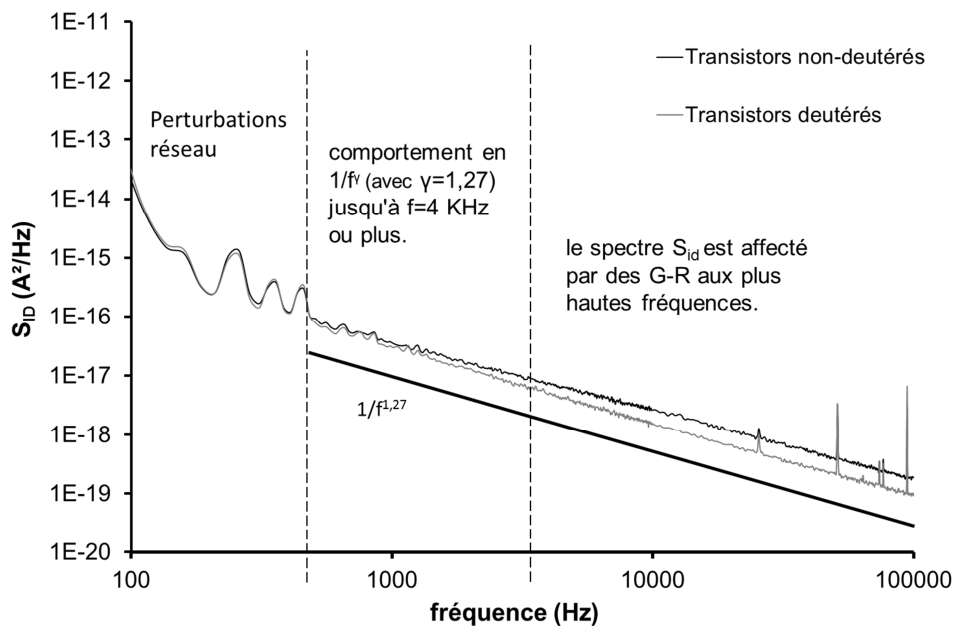


Figure 3-5 : exemple de densité spectrale de bruit observée sur les composants deutérés et non-deutérés au début de l'étude.

3.1.2 Etude de la dégradation des structures.

Pour cette étude nous avons sélectionné 16 composants (8 deutérés et 8 non-deutérés) arbitrairement dans les lots considérés en excluant toutefois les deux composants non-deutérés présentant les niveaux de bruit les plus écartés de la moyenne. Les références des composants étudiés sont les suivantes :

- Transistors deutérés : TD5039, TD 4531, TD4529, TD4041, TD4036, TD4534, TD4541, TD4544.
- Transistors non-deutérés : TND2930E, TND2930P, TND3029, TND3041, TND3036, TND3130, TND3430, TND3440.

Ces composants sont soumis à différentes périodes de contrainte en température selon le plan présenté sur la Figure 3-6. Des mesures de reprise de bruit basse fréquence sont réalisées à chaque temps intermédiaire pour vérifier l'évolution de la signature des pièges sur la densité spectrale de bruit en courant de drain. Des mesures de densité spectrale de bruit en courant de grille ont également été réalisées à certaines étapes pour vérifier que les sources de bruit de grille et de drain sont bien décorréélées. Les niveaux de courants de grille et de drain sont également relevés à chaque étape.

T ₀	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	T ₇	T ₈
5'	15'	Stockage de 10 mois		15'	15'	15'	30'	60'
500°C	500 °C			200 °C	500 °C	200 °C	500 °C	500 °C

Figure 3-6 : plan de contrainte de l'étude comparative de la dégradation des structures deutérés et non-deutérés.

3.1.2.1 Evolution des paramètres électriques

Sur les 16 composants retenus, 6 (2 deutérés et 4 non-deutérés) n'ont pas suivi le plan de stress jusqu'au bout en raison de défaillances trop importantes. En effet les composants TND2930E, TND3440, TD4041 et TD4534 ont tous connu un problème de perte de commande grille (Figure 3-7) plus ou moins importante mais qui ne permettait pas de poursuivre l'étude. Les deux autres composants (TND3130 et TND 3041) ont connu des défaillances plus critiques. Ces défaillances ont été constatées à différents moments de l'étude. Pour le composant TND 3440 cette défaillance est survenue à T₂, à T₅ pour les composants TD4041 et TND2930E, à T₇ pour le composant TD 4534, et enfin à T₈ pour les composants TND 3041 et TND 3130 (

Tableau 3-1 et

Tableau 3-2).

		TD5039	TD4531	TD4529	TD4041	TD 4036	TD 4534	TD 4541	TD 4544
I _G (μA) @ V _{DS} =8 V et V _{GS} =-3 V	T0	x	x	x	31	30	25	39,9	28
	T1	13,5	0,3	0,01	18	7,6	3,94	7,35	13,5
	T2	0,1	0,01	0,001	1,1	1,2	0,47	1,4	5
	T3	0,7	0,05	0,02	2	0,65	0,12	0,93	2
	T4	1,5	0,35	0,13	6	4	0,55	8,5	4,5
	T5	0,6	0,01	0,01	Défaillance	1	0,16	1,25	1,5
	T6	0,45	0,02	0,01		1,9	0,39	2,1	1,5
	T7	0,13	0,01	0,001	Défaillance	1,9	Défaillance	0,9	0,8
	T8	0,07	0	0		0,15		0,26	0,26
I _D (mA) @ V _{DS} =8 V et V _{GS} =-3 V	T0	15	8,2	7,95	6,3	12,81	16	5,95	7,5
	T1	12,91	7,71	9	6	11,8	10,4	5,1	5,4
	T2	7,2	6,18	7,2	6,6	10,3	11,5	5,98	6,5
	T3	11,3	6,1	6,8	7	10,4	9,9	4,6	6,6
	T4	11,3	6,9	7,3	8,7	11,6	11,5	7,1	7,7
	T5	10	5,4	6	Défaillance	10,4	10,9	5,9	6,9
	T6	10,5	5,8	6,4		10,8	11,8	6,4	7,2
	T7	9,5	4,6	4,5	Défaillance	10,4	Défaillance	6	5,9
	T8	8,2	4,4	4		9,6		5,8	5,7

Tableau 3-1 : évolution des courants de grille et de drain des transistors deutérés lors des différentes étapes de stress.

		TND 2930E	TND 2930P	TND 3029	TND 3041	TND 3036	TND 3130	TND 3430	TND 3440		
I _G (μA) @ V _{DS} =8 V et V _{GS} =-3 V	T0	0,05	0,2	360	7,79	0,45	0,1	0,4	16,2		
	T1	0,2	0,35	200	2,6	0,023	0,0065	0,009	1,56		
	T2	0	0,9	90	1,1	0,023	0,0065	0,3	0,69		
	T3	0,1	0,8	83	0,12	0,1	0,07	0,14	Défaillance		
	T4	0,02	0,5	100	0,15	0,2	0,02	0,3			
	T5	Défaillance	0,1	1,9	0,05	0,05	0,01	0,001			
	T6		0,1	1,9	0,06	0,06	0,01	0,01			
	T7		0,8	1,3	0,03	0,03	0,005	0,001			
	T8		0,05	1,3	Défaillance	0,02	Défaillance	0			
I _{DS} (mA) @ V _{DS} =8 V et V _{GS} =-3 V	T0		6,1	5,95	7	11,15	9,03	7,35		7,12	12,3
	T1		7,1	5,66	7,1	10,18	7,2	4,3		6,9	10,3
	T2		4,3	4,75	4,95	8,58	7,2	4,3	5,3	9	
	T3		3	3,4	3,3	5,3	6,4	2,8	5,2	Défaillance	
	T4	4,4	5,1	6	8,5	9,1	5,9	6,6			
	T5	Défaillance	4	4,2	6,3	7,8	4,2	5,3			
	T6		4,3	5,2	5,2	8,2	5,3	5,9			
	T7		3,7	4,5	4,3	7	5	5,2			
	T8		2,9	3,6	Défaillance	6,3	Défaillance	4,8			

Tableau 3-2 : évolution des courants de grille et de drain des transistors non-deutérés lors des différentes étapes de stress.

Malgré une occurrence plus élevée de défaillance dans le lot de structures non-deutérees (4 contre 2) et une propension à une dégradation plus rapide de ces mêmes structures, il paraît difficile de voir un lien de cause à effet entre la deutération des structures et une robustesse accrue des contacts de grille.

La nature de la défaillance observée systématiquement au niveau de la commande de grille (Figure 3-7) ne peut pas être assimilée au "gate-sinking" qui se traduit par une migration des métaux présents dans l'alliage constituant le contact Schottky avec une dégradation significative de la valeur de I_{DSS} comme cela a été montré dans le premier chapitre de ce manuscrit [7]-[10]. Ici les grilles réalisées à l'aide d'un alliage classique Mo/Au semblent souffrir d'une perte quasi-totale de la commande ne permettant plus la déplétion des porteurs dans la zone active du composant. Ceci pourrait être attribué à un problème de compensation dans la couche d'AlGaIn, ce qui entraîne une perte de pincement du canal. Il est également possible que les contacts Schottky soient fortement dégradés par les pointes RF utilisées pour réaliser les mesures. En effet, les contacts répétitifs des pointes avec l'alliage à chaque campagne de mesure est un facteur non négligeable de dégradation.

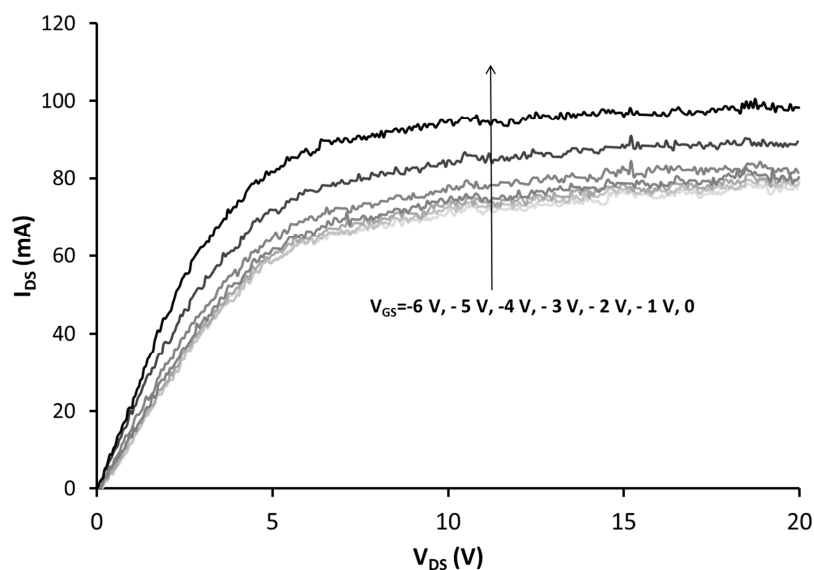


Figure 3-7 : signature électrique des composants ayant subi une défaillance durant l'étude.

L'évolution des courants de drain et de grille donne également quelques enseignements concernant l'évolution des deux types de structures. Concernant le courant de grille, les moyennes au fil des étapes de stress sont représentées sur la Figure 3-8 a sur une échelle semi-logarithmique. Seuls 5 composants deutérés ont été mesurés à T_0 mais nous avons quand

même représenté cette moyenne du fait de la très bonne homogénéité des mesures exploitables. Concernant les autres étapes, les moyennes sont calculées à partir de l'intégralité du lot concerné à l'exception des défaillances constatées. On observe une différence significative à T_0 entre la valeur moyenne des transistors deutérés supérieure de quasiment une décade à celle des transistors non-deutérés. Cette moyenne reste supérieure pour l'ensemble des mesures de reprise réalisées malgré les variations importantes de niveau. Le dépôt du réservoir de deutérium semble cependant peu interagir avec les couches de passivation et n'affecte pas de fait le niveau des courants de fuite (passivation réalisée par un dépôt de $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ par PECVD à 340°C).

La diminution des courants de fuite indépendamment de la deutération ou pas des transistors peut laisser présager une amélioration des états de surface des transistors par recuit thermique.

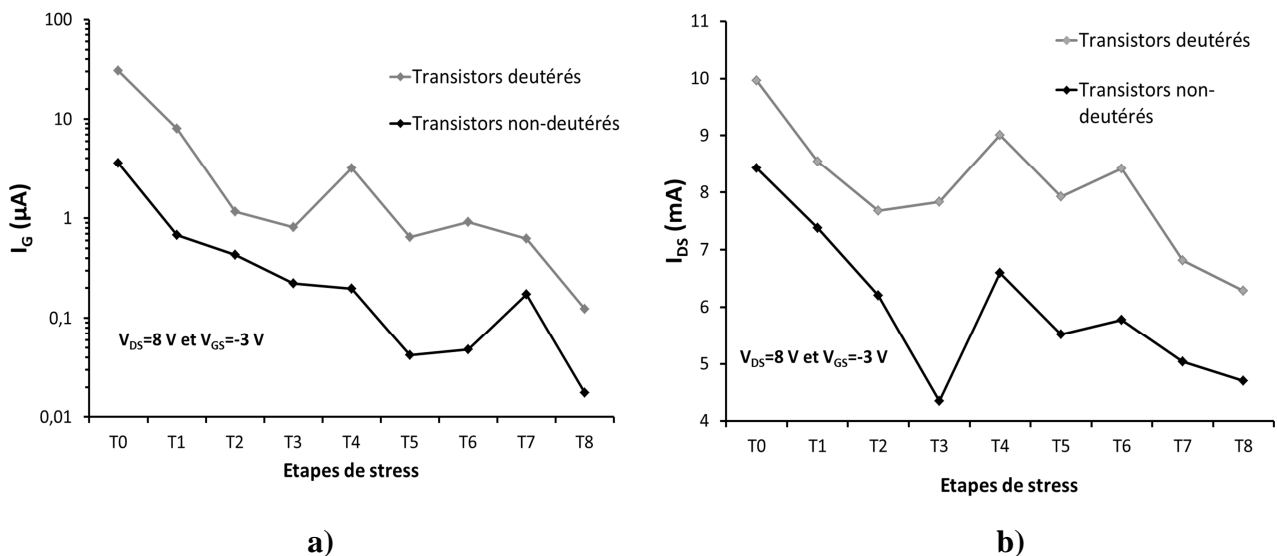


Figure 3-8 : moyenne des courants des composants deutérés et non-deutérés à chaque étape de stress. a) courant de grille. b) courant de drain.

Les mesures de courant de drain réalisées ne montrent pas d'écart particulier entre les deux lots de composants. La diminution générale du courant de drain se fait indifféremment du lot considéré (Figure 3-8 b).

Conformément aux travaux présentés par la suite (étude sous contrainte RF), il est possible que le profil du gain de transconductance g_m soit affecté au cours des périodes de contraintes, expliquant ainsi la diminution du courant de drain.

Concernant les contacts ohmiques, des migrations métallurgiques peuvent également intervenir sur les contacts de drain et de source mais ont un impact moins important sur le fonctionnement du composant. Des mesures statiques réalisées sur certains composants aux étapes T0 et T2 montrent très peu d'écart sur les variations de R_{on} entre les composants de chaque lot. Les contacts constitués d'un dépôt multicouche de Ti/Al/Ni/Au semblent peu sensibles au stress en température (

Tableau 3-3).

	$R_{on} @ T0$ (Ω)	$R_{on} @ T2$ (Ω)	$\Delta R_{on}/R_{on}$ (%)
TD4041	28,51	41,42	45,28235707
TD4529	43,12	44,02	2,087198516
TD4531	36,36	39,32	8,140814081
TD5039	33,57	36,855	9,785522788
TND2930E	37,2	39,83	7,069892473
TND2930P	38,81	42,56	9,662458129
TND3029	42,46	45,94	8,195949129
TND3041	28,25	39,31	39,15044248

Tableau 3-3 : Evolution du paramètre R_{on} entre les étapes T1 et T2 pour 4 composants deutérés et 4 composants non-deutérés.

On constate toutefois un comportement marginal sur deux composants pour lesquels l'augmentation de R_{on} est importante entre les étapes T_0 et T_2 . Les tracés en pointillés sur les caractéristiques de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ (Figure 3-9 et Figure 3-10) correspondent aux valeurs V_{DS} pour lesquelles apparaît le maximum de courant (en fonction de V_{GS}). Il se décale vers des tensions V_{DS} supérieures pour les courbes correspondantes à $V_{GS}=0V$ et $V_{GS}=-1V$.

Deux hypothèses peuvent être émises pour expliquer ce phénomène :

- Une modification de la mobilité peut en être la cause pour ces deux dispositifs particuliers. En effet, Etant donné que la modification apparaît sur les caractéristiques quand $V_{GS} > -2 V$, il est possible que les interactions avec H^+ affectent la cinétique $\mu(E)$ dans la partie correspondante à un canal ouvert ou quasi ouvert, indiquant des pièges dans la partie haute de la bande de conduction.
- La dégradation des contacts métalliques peut également être incriminée mais ici le R_{on} ne se dégrade significativement que pour les valeurs de V_{GS} supérieure à $-2 V$. Nous retiendrons donc la première hypothèse.

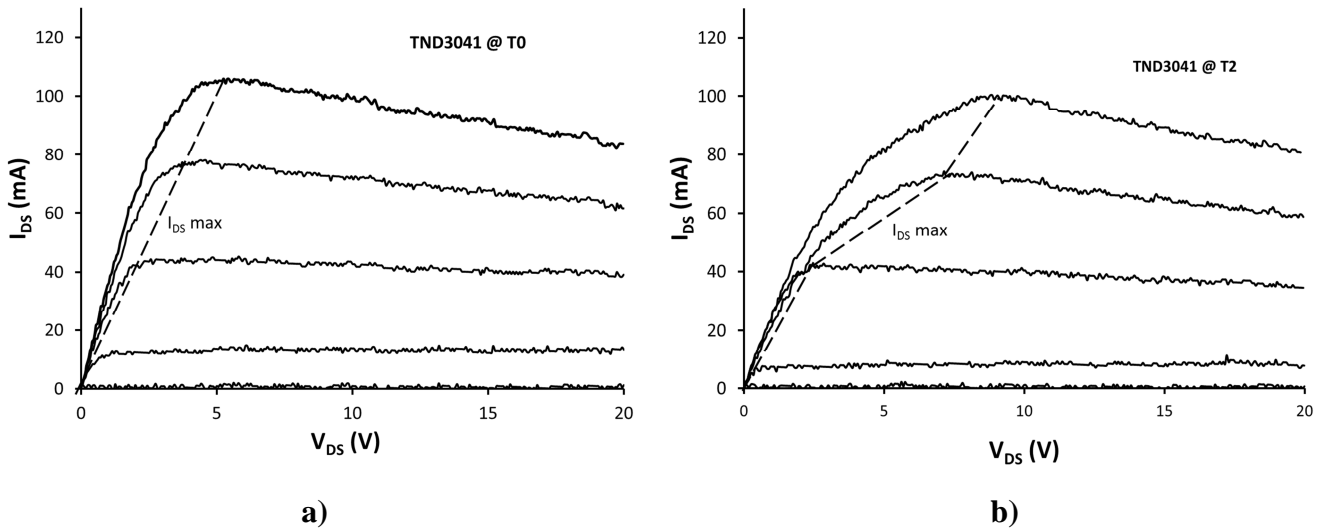


Figure 3-9 : caractéristique $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ du composant marginal non-deutéié TND3041 aux étapes T_0 (a) et T_2 (b).

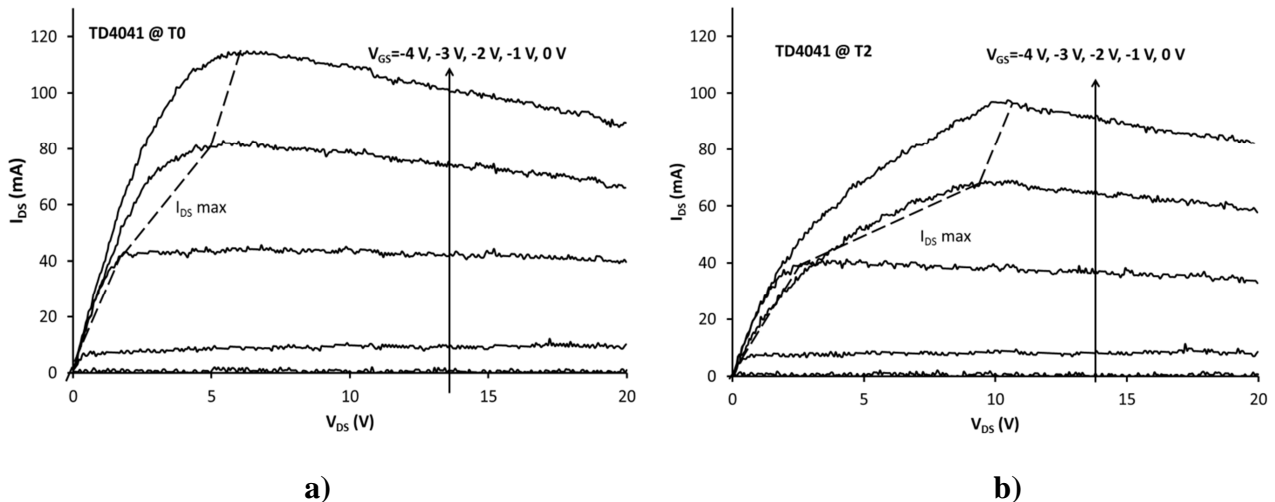


Figure 3-10 : caractéristique $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ du composant marginal deutérié TD4041 aux étapes T_0 (a) et T_2 (b).

Il faut noter qu'au cours des différentes campagnes de mesures, les composants ont pu être dégradés au niveau des contacts métalliques à cause des pointes avec lesquelles s'effectuaient les mesures, ce qui peut expliquer en partie les variations de R_{on} constatées.

3.1.2.2 Evolution de la densité spectrale de bruit.

Les mesures de bruit réalisées à chaque étape sont représentées sur la Figure 3-12 pour les composants deutériés et sur la Figure 3-11 pour les composants non-deutéiés. Sur ces tracés, figurent les valeurs maximales, minimales et moyennes de la densité spectrale de bruit en courant sur l'accès de drain normalisée par le courant de drain. Sur tous les composants

mesurés, seuls 6 sont retenus pour réaliser cette étude. En effet, nous avons choisi de conserver les résultats de tous les composants qui ont atteint l'étape 7 sans détérioration. Il est à noter cependant que sur la Figure 3-11 l'étape 8 ne comprend que 5 structures étant donné qu'un composant a été détérioré à l'étape 7.

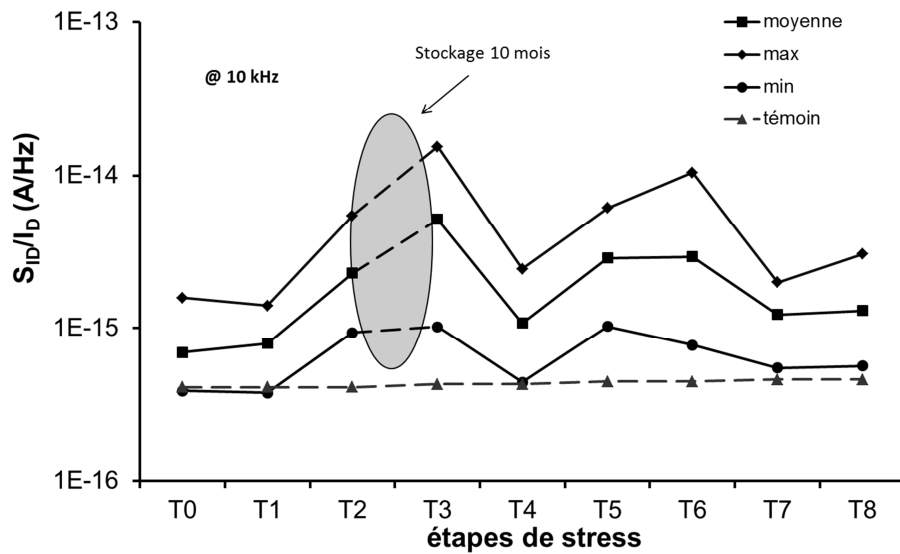


Figure 3-11 : évolution de la densité spectrale de bruit en courant normalisée par le courant de drain à une fréquence de 10 kHz pour les composants non-deutérés. [11]

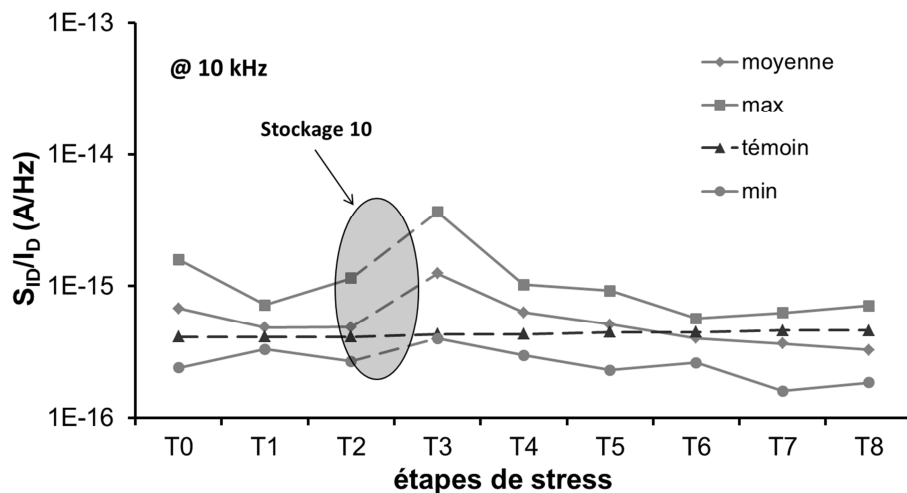


Figure 3-12 : évolution de la densité spectrale de bruit en courant normalisée par le courant de drain à une fréquence de 10 kHz pour les composants deutérés. [11]

Les composants non-deutérés sont sensibles aux différentes étapes de stress : le bruit basse fréquence évolue de façon significative avec la température, mais ces évolutions ne sont pas monotones (Figure 3-11). En effet, l'évolution du bruit basse fréquence de ces composants présente un comportement variable d'un composant à un autre. La tendance

générale dégage cependant de plus grandes variations des densités spectrales de bruit tout au long de la campagne de stress, en comparaison avec les composants deutérés (Figure 3-12).

La Figure 3-11 et la Figure 3-12 représentent l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant normalisée, mesurée à une fréquence de 10 kHz à chaque étape de stress pour les composants non-deutérés et deutérés respectivement. Deux différents effets peuvent être identifiés : les contraintes de température (de T_0 à T_2 et de T_3 à T_7) et la période de stockage de 10 mois (de T_2 à T_3). La période de stockage dégrade la densité spectrale de bruit en courant de chaque lot mais cette dégradation est réversible après un recuit thermique à 200°C, qui agit comme un déverminage du composant (redistribution des pièges ?). Durant cette période de stockage, le composant témoin qui n'a pas subi de contrainte thermique lors des étapes T_0 à T_2 n'évolue pas. La température a donc modifié certaines caractéristiques structurelles des dispositifs des deux lots, qui s'altèrent ensuite en condition de stockage ambiant.

L'effet bénéfique du deutérium est mis en évidence uniquement pendant les périodes de contrainte thermique. La Figure 3-11 montre de très larges variations de S_{ID} des composants non-deutérés mais sans tendance monotone. Ceci se traduit par des signatures de bruit de différentes natures ($1/f^\gamma$ avec γ variable, centres de génération-recombinaison). La Figure 3-12 montre de faibles variations de S_{ID} des composants deutérés (hormis la période de stockage). Sur cette figure sont représentées les valeurs moyenne, maximale et minimale de S_{ID} pour chaque lot ainsi que celles du composant témoin qui atteste de la parfaite stabilité de ce dernier.

Dans de précédentes études, des températures élevées (<240°C) sur des HEMT AlGaIn/GaN ont provoqué des réductions du courant de drain et du gain de transconductance, ainsi qu'une augmentation de R_{ON} sans changement de la tension de pincement [12]. Ces changements ont été attribués à la qualité du cristal.

Si les mesures de reprise des caractéristiques DC n'ont pas été réalisées pour ne pas abîmer les contacts ohmiques (mesures sous pointes), les mesures de bruit basse fréquence permettent toutefois d'établir un diagnostic quant à l'amélioration ou la dégradation structurelle des composants. Ici, la faible variation des spectres de bruit basse fréquence des composants deutérés après chaque étape de stress met en évidence la capacité du deutérium à

passiver les pièges présents dans la structure à l'interface AlGaN/GaN et dans le volume de GaN.

3.2 Etude du stress RF.

De nombreuses études s'attachent à différencier l'impact des contraintes DC de celui des contraintes RF mais il est cependant compliqué de dissocier ces deux contributions étant donné que l'application d'une contrainte RF nécessite une contrainte DC. Il faut appréhender la contrainte RF comme un moyen d'investigation supplémentaire qui permet notamment l'évaluation de l'impact sur la PAE et au caractéristique en bruit linéaire ou non-linéaire au fil du temps. Dans [14], l'étude réalisée met en parallèle une période de contrainte DC sur un lot de composants et l'association de la même contrainte DC avec une contrainte RF au pic de PAE sur un autre lot de composants. Après la contrainte DC, les composants souffrent d'une augmentation de R_{on} et de la tension de coude ainsi que d'une diminution du courant de drain et du gain de transconductance. L'application cumulée de la contrainte RF met en avant une diminution moindre du courant de drain au fil du temps dans les mêmes conditions de polarisation.

D'autres travaux [15] présentent une étude comparative de deux lots de composants présentant deux procédés de fabrication différents. Sur cette étude il est intéressant de voir les comportements totalement différents des deux lots après des périodes de contraintes DC et RF+DC. En effet, il apparaît que les composants qui subissent les plus fortes dégradations lors de la contrainte DC ne sont pas nécessairement les mêmes lors de la contrainte RF+DC. De plus, il s'avère que dans les mêmes conditions de polarisation, les dégradations sont moins importantes quel que soit le lot quand on applique la contrainte RF.

Une étude intéressante rend compte de la dépendance de la fiabilité des dispositifs à la l'épaisseur de la barrière. En effet, les résultats de cette étude rapportent que les composants présentant la barrière d'AlGaN la plus mince supportent plus longtemps et avec des dégradations bien moindres une contrainte RF à 10 GHz [16].

La dégradation précoce des composants dans les premières heures de test est également souvent mise en avant. L'étude montre une brutale diminution du courant I_{DS} et du gain pendant la première heure de test suivie d'une très bonne stabilisation de ces mêmes paramètres [17].

3.2.1 Dispositif expérimental.

Afin d'évaluer l'impact des contraintes appliquées en mode opérationnel, nous avons développé un banc expérimental permettant l'application de contraintes RF et DC. Ce banc permet de mesurer en continu le courant de drain et la puissance de sortie de chacun des quatre composants (Figure 3-13) qu'il est possible de tester. Il est composé d'une source RF, de quatre alimentations DC, d'un amplificateur 25 dB, de quatre diviseurs de puissance, d'un switch électromécanique de quatre voies (avec terminaison 50 Ohms sur les voies non actives) et d'un wattmètre. Le pilotage par ordinateur assure le suivi des mesures de courant de drain et de puissance de sortie.

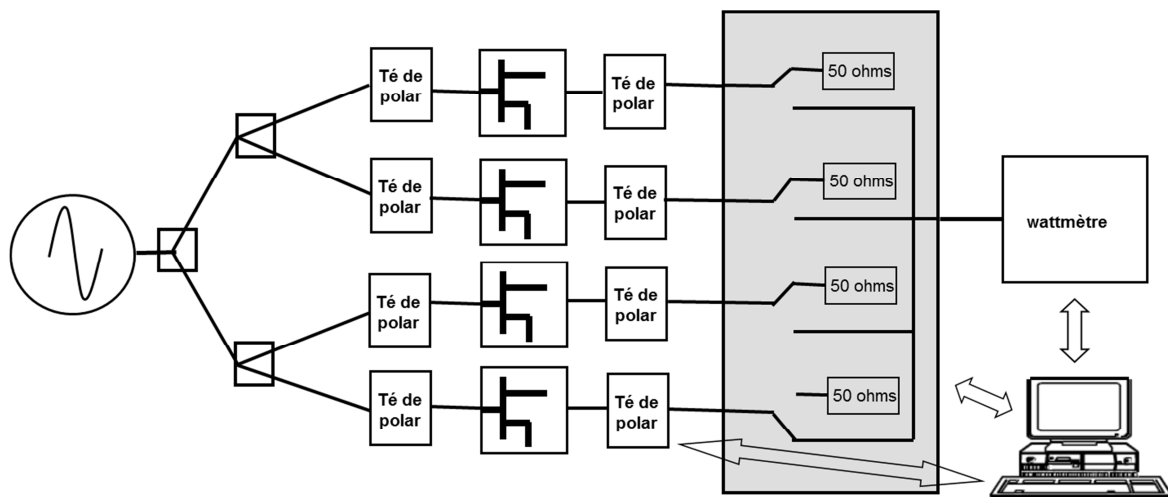


Figure 3-13 : banc expérimental de contraintes DC et RF.

Ici, nous étudions des composants HEMT AlGaIn/GaN épitaxiés sur SiC avec une géométrie de grille de $2 \times 0,25 \times 75 \mu\text{m}^2$ réalisés par TRT. Nous avons réalisé trois campagnes de mesures à différents niveaux de contraintes avec à chaque fois trois composants sous test (nous réservons une voie du banc pour contrôler la stabilité de la source RF).

Les trois campagnes de mesures réalisées sont les suivantes :

- La première a été réalisée avec une contrainte RF à 10 GHz amenant les composants à 1 dB de compression sous des conditions de polarisation de $V_{DS}=10 \text{ V}$ et $V_{GS}=-2,2 \text{ V}$ pendant 1000 H. Les résultats de cette campagne n'ont pas montré d'évolution significative pendant l'application de la contrainte ni lors des mesures de reprise. Ils ne seront donc pas présentés.

- Lors de la deuxième campagne de mesure, les composants ont subi une compression de 3 dB à 10 GHz sous une polarisation de $V_{DS}=20$ V et $V_{GS}=-2,2$ V pendant 1000 heures. Des mesures électriques et de bruit basse fréquence ont été réalisées à différentes étapes du processus.
- Pour la troisième campagne de mesure, nous avons repris les conditions de contraintes de la deuxième campagne pendant 2400 heures. Des mesures électriques et de bruit basse fréquence ont également été réalisées au cours du processus. Les deux premiers composants sont polarisés directement sur les accès de drain et de grille via des tés de polarisation et le troisième composant est polarisé à travers une résistance de 1 MOhms et la tension de grille est maintenue constante par un contrôle de la commande V_{GS} en fonction du courant de grille.

Nous présentons ici les résultats issus de la troisième campagne de mesures car ce sont les plus probants. Les mesures présentées ont été réalisées avant la mise en place du banc expérimental (T_0), après 1300 heures de contraintes (T_1) et à la fin de la campagne de mesure (T_2). Les contraintes imposées par la polarisation lors de ces essais peuvent s'apparenter à une contrainte de type IDQ (cf chapitre 1). Les niveaux de courants imposés aux composants lors de cette contrainte restent cependant à des niveaux relativement faibles et la température de jonction ne croît pas dans des proportions suffisantes pour être la cause de dégradations importantes (cf chapitre 4). Nous verrons au chapitre 4 une étude comparative sur l'impact de la température de jonction dans la dégradation des structures. Nous nous focalisons donc ici sur les contraintes RF qui amènent les composants à une compression de 3 dB sur la grille.

Sur la Figure 3-14, nous représentons une signature classique de dégradation du courant I_{DS} lors de ce type de contraintes. Nous extrayons de cette signature deux tendances remarquables : une première tendance de dégradation réversible qui se dégage lorsque le composant est en condition de contraintes, et une tendance de dégradation permanente qui se dégage lorsque les contraintes sont arrêtées et que le composant retrouve son état d'origine.

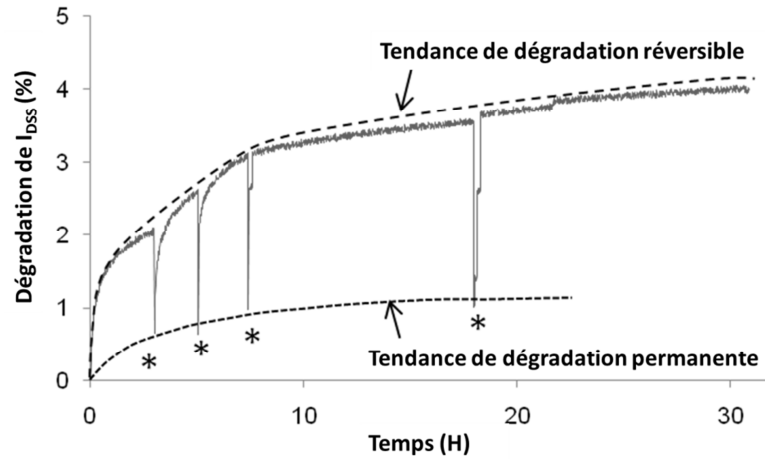


Figure 3-14 : Signature typique de la dégradation en courant de drain lors d'un stress RF. Les symboles "*" représentent les étapes pour lesquelles les composants sont enlevés du banc pour des mesures de reprise (I(V), bruit Basse fréquence...) [16].

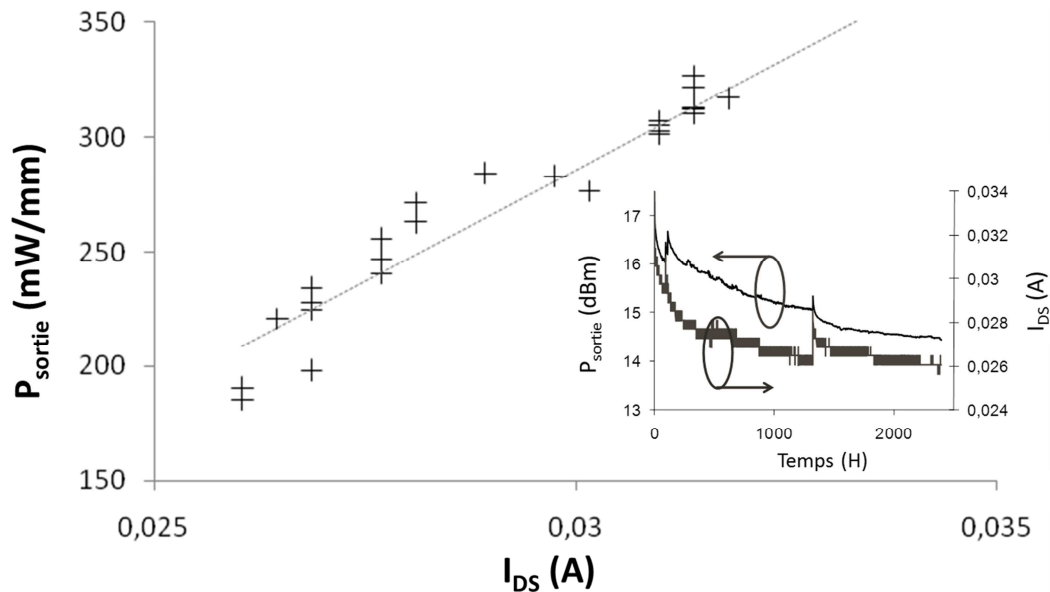


Figure 3-15 : puissance de sortie à 3 dB de compression (porteuse RF à 10 GHz) en fonction du courant de drain. La figure intérieure représente les variations de la puissance de sortie et du courant en fonction du temps (2400 H).

Sur la Figure 3-15 sont représentées les mesures de courant de drain et de puissance de sortie réalisées tout au long de la période de stress lors de la troisième campagne ainsi que la puissance de sortie exprimée en fonction du courant de drain. Ces résultats sont ceux observés sur les deux composants polarisés de manière libre (sans contre réaction de grille). On constate la diminution significative de la puissance de sortie avec la diminution du courant de drain qui s'opère pendant la période de stress. On remarque également les deux tendances de dégradation (permanente et réversible) évoquées sur la Figure 3-14.

Sur la Figure 3-16 a) on observe la bonne stabilité de la densité spectrale de bruit en courant normalisée sur l'accès de drain. Le léger décalage de la fréquence de coupure des centres de génération-recombinaison ne permet pas de conclure quant à un impact significatif des contraintes sur les pièges incriminés. Le niveau du bruit en $1/f$ qui renseigne sur la qualité cristalline est largement masqué par le niveau des centres de génération-recombinaison et il est donc difficile de tirer des enseignements sur sa contribution. La diminution du niveau de la densité spectrale de bruit en courant normalisée sur l'accès de grille s'opère sur deux décades (Figure 3-16 b) et témoigne de l'amélioration de la diode Schottky et du volume d'AlGaN où se crée la zone de charge d'espace.

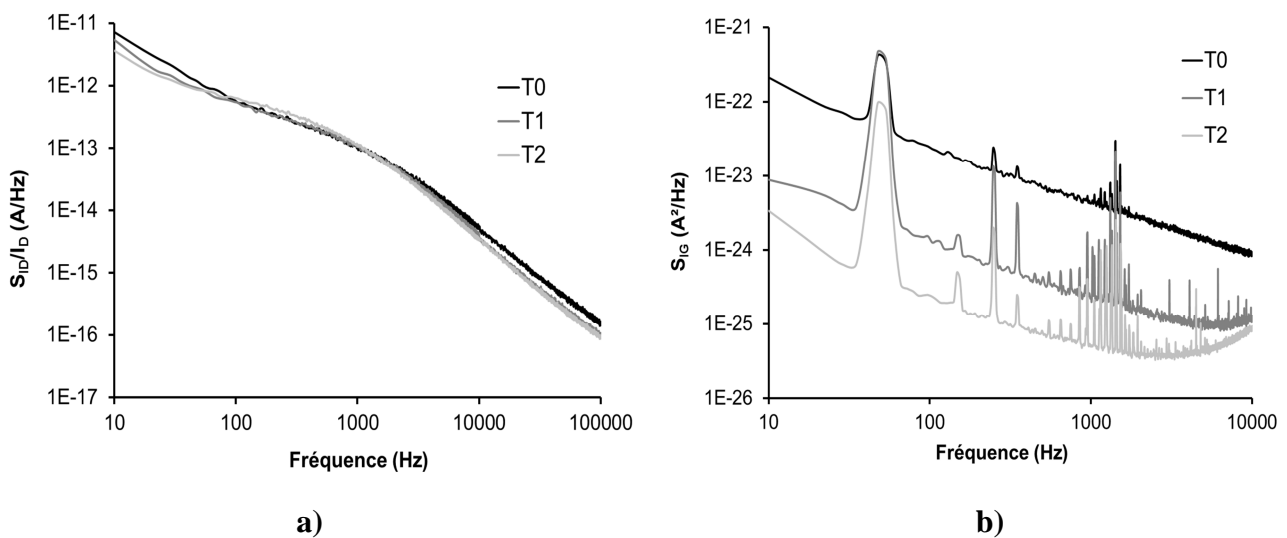


Figure 3-16 : densités spectrales de bruit normalisées en courant de drain (a) et de grille (b). Conditions de polarisation : $V_{GS}=-2,2$ V et $V_{DS}=20$ V.

Nous avons complété la caractérisation des composants par des mesures de P_{1dB} qui renseignent sur les variations du gain petit signal et les caractéristiques non-linéaires (Figure 3-17 a). Nous avons également réalisé des mesures de g_m (Figure 3-17 b). La stabilité du gain petit signal corrobore la valeur constante du g_m à la tension de polarisation de grille considérée ($V_{GS}=-2,2$ V) mais la diminution de la puissance de compression à 1 dB peut indiquer l'accumulation de pièges dans les régions situées entre la grille et le drain (mais aussi entre la grille et la source) responsables de la diminution des capacités respectives (variation de la capacité non-linéaire par accumulation de charges).

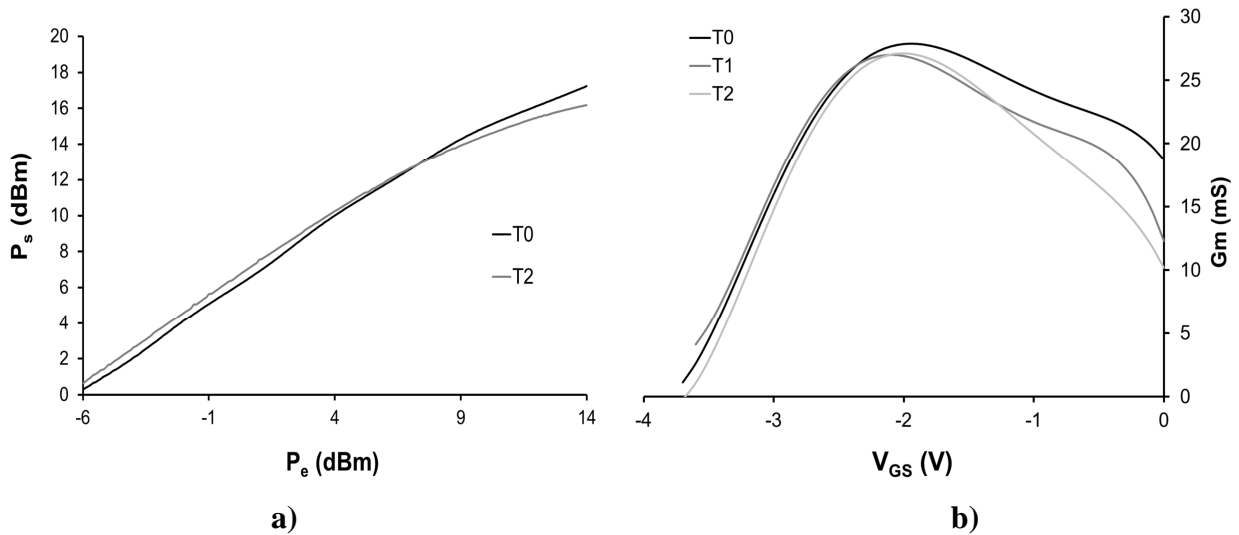


Figure 3-17 : mesure de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour un composant sans contre-réaction à $V_{DS}=20$ V et $V_{GS}=-2,2$ V(a) et du gain de transconductance g_m pour $V_{DS}=20$ V (b).

Concernant le composant polarisé à travers une résistance de grille, nous avons maintenu le niveau de la tension de grille par une stabilisation externe (à travers une résistance de 1 MOhms) en fonction de l'évolution du courant de grille de manière à ce que la commande intrinsèque de grille reste constante.

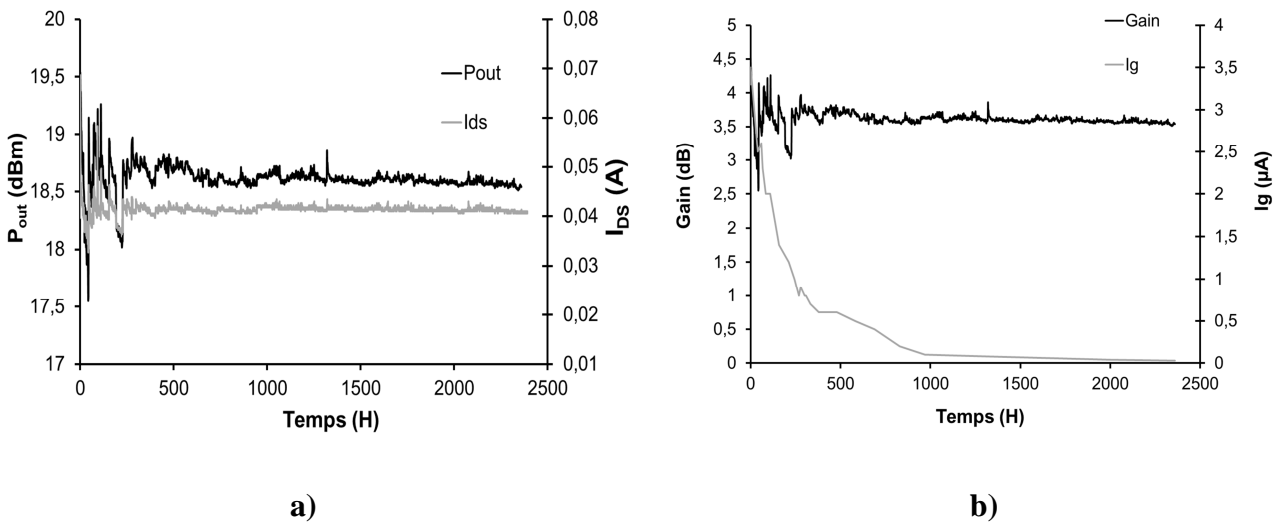


Figure 3-18 : étude de la contrainte RF+DC sur le composant stabilisé avec une contre réaction de grille. Evolution de la puissance de sortie et du courant de drain (a). Evolution du courant de grille et du gain (b)

La constance du courant de drain indique une densité de porteurs constante dans le canal avec une puissance de sortie constante (Figure 3-18 a) mais les mécanismes de grille évoluent fortement comme en témoigne la diminution du courant de grille (Figure 3-18 b). Le gain reste constant au cours du temps (Figure 3-18) comme en atteste le profil de G_m à T_0 , T_1 et T_2

(Figure 3-19 a). En effet, la valeur du gain de transconductance est constante au point particulier de polarisation $V_{GS} = -2,2$ V mais son évolution pour les valeurs inférieures et supérieures à $-2,2$ V indique une modification au niveau de la commande intrinsèque de grille.

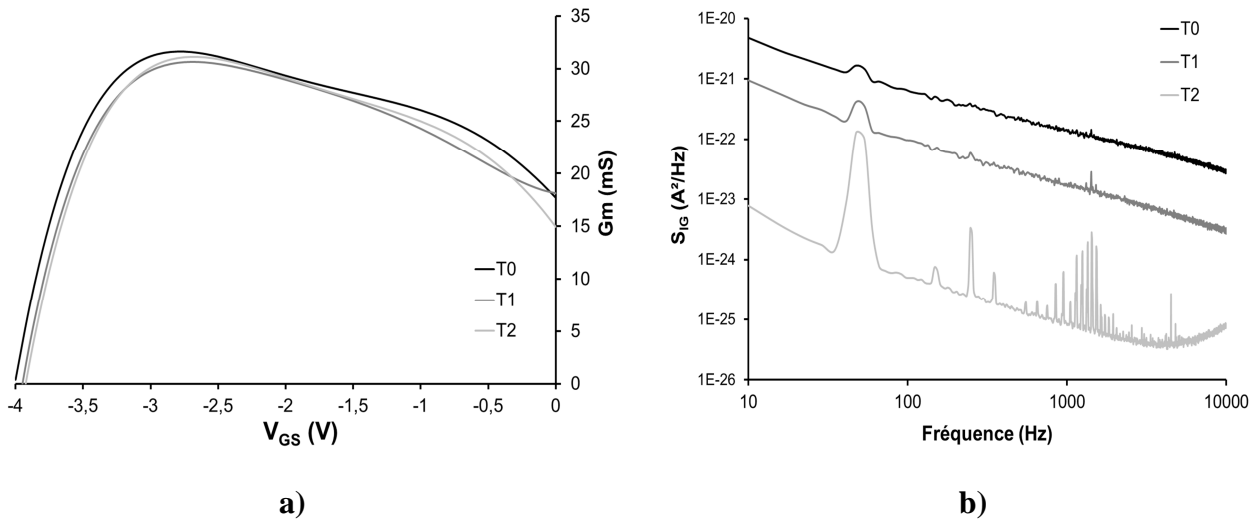


Figure 3-19 : étude de la contrainte RF+DC sur le composant stabilisé avec une contre réaction de grille. Evolution du profil de G_m à $V_{DS} = 20$ V(a). Evolution de la densité spectrale de bruit en courant sur la grille (b).

La figure $P_s(P_e)$ présentée sur la Figure 3-20 présente un comportement tout à fait original. La stabilisation du courant de drain par compensation de polarisation V_{GS} amène le point de repos sur la grille vers des tensions moins fortement négatives (le courant de grille diminue lorsque la valeur absolue de V_{GS} diminue). Ceci explique l'augmentation de la puissance de sortie à 10 GHz sur le composant stabilisé en courant de drain. Néanmoins il est difficile de conclure quant à l'évolution de la compression sur ce composant à cause de ce phénomène. En effet, la caractéristique à T0 (déviation de la tendance linéaire bas niveau vers une compression anormale) s'explique par un phénomène d'auto-polarisation induit à forte puissance d'entrée (terme DC lié à la non-linéarité quadratique).

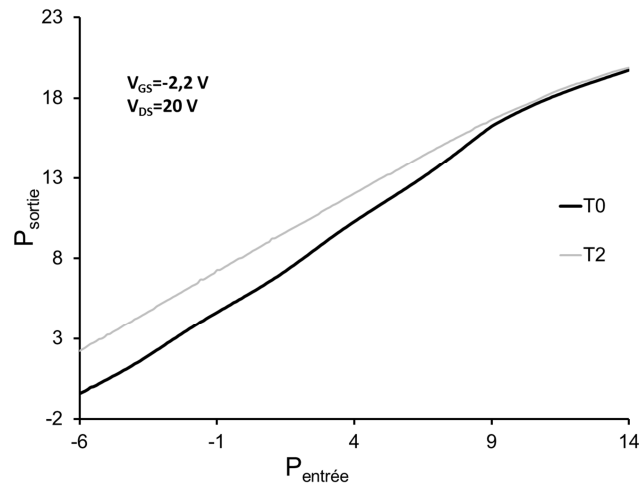


Figure 3-20 : étude de la fonction $P_s(P_e)$ à T_0 et T_1 pour le composant stabilisé.

Quels que soient les composants considérés, les mécanismes semblent majoritairement induits au niveau de la grille. L'amélioration des densités spectrales de bruit en courant sur la grille sur tous les composants étudiés peut mettre en avant des effets bénéfiques de l'application de la contrainte RF. Les études particulières montrant des dégradations moindres lors de l'application de la contrainte RF en attestent [14]. Sous de fortes amplitudes il est possible que la RF se comporte comme un court-circuit au niveau des charges sur les amplitudes négatives. Cette constatation est cependant à mettre au conditionnel pour notre étude car la fréquence de 10 GHz semble être en inadéquation avec des pièges beaucoup plus lents.

3.3 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons mis en avant l'étude d'une filière R&D développée chez III-V lab en gardant comme fil conducteur des considérations quant à l'amélioration de la fiabilité de la filière.

L'utilisation originale d'une étape technologique (deutération) afin de passiver certaines zones bruyantes semble être une solution qui offre des perspectives intéressantes pour la stabilisation des procédés GaN sous réserve d'une étude plus large en conditions de contraintes. La mise en oeuvre d'un banc expérimental a permis d'évaluer les composants de cette filière sous différentes conditions de polarisation et de compression. Les résultats tendent à prouver que le maintien de la polarisation de grille est un facteur prépondérant afin de stabiliser la puissance de sortie.

Bibliographie 3^{ème} chapitre

- [1] **J. Mimila Arroyo**, "Effect of deuterium diffusion on the electrical properties of AlGa_N/Ga_N heterostructures" *Material Research Society Symposium, MRS 2005, San Francisco, USA, Symp. E.*
- [2] **A. Balandin, S. Morozov, G. Wijeratne, S.J. Cai, R. Li, K.L. Wang, C.R. Viswanathan** "Effect of channel doping on the low-frequency noise in Ga_N/AlGa_N heterostructure field-effect transistors" *Applied Physics Letters Vol 75 (14), Oct 1999, pp 2064-2066.*
- [3] **A. Balandin, S. Cai, R. Li, K.L. Wang, V.R. Rao, C.R. Viswanathan**"Flicker noise in Ga_N/Al_{0,15} Ga_{0,85} N doped channel heterostructure field effect transistors" *IEEE Electron Device Lett., Vol.1,9, n°12, pp. 475 477, dec. 1998.*
- [4] **J-G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, J.C. De Jaeger, M. Germain, S. Delage, J. Graffeuil**, "Using low frequency noise characterisation of AlGa_N/Ga_N HEMT as a tool for technology assessment and failure prediction" *Fluctuation and Noise ISBN 0-8194-5396-X, proc of SPIE Vol 5470, Las Palomas Spain, May 2004, pp 296-306.*
- [5] **G.Soubercaze-Pun, J.G. Tartarin, L. Bary, S. Delage, R. Plana , J. Graffeuil**, "Carrier's transport mechanisms investigations in AlGa_N/Ga_N HEMT thanks to physical modelling and low frequency noise measurements" *12th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'2004),October 2004, pp.159-162.*
- [6] **I. Daumiller, C. Kirchner, M. Kamp, K. J. Ebeling, and E. Kohn**, "Evaluation of the temperature stability of AlGa_N/Ga_N heterostructure FETs", *IEEE El. Dev. Lett., vol. 20, pp. 448-450, 1999.*
- [7] **J. Würfl, J. Hilsenbeck, E. Nebauer, G. Tränkle, and H. Obloh**, "Technology and thermal stability of AlGa_N/Ga_N HFETs", *proceeding of GaAs Applications Symposium (GAAS), pp. 430-434, 1999.*

- [8] **J. Hilsenbeck, E. Nebauer, J. Würfl, G. Tränkle, and H. Obloh**, "Aging behaviour of AlGa_N/Ga_N HFETs with advanced ohmic and Schottky contacts," *El. Lett.*, vol. 36, pp. 980-981, 2000.
- [9] **J. Würfl, J. Hilsenbeck, E. Nebauer, G. Tränkle, and H. Obloh, W.Österle**, "Reliability of AlGa_NGa_N HFETs comprising refractory ohmic and Schottky contacts," *Microelectron. Reliab.*, vol. 40, pp. 1689-1693, 2000.
- [10] **R. B. Belser**, "Alloying behavior of thin bimetal films, simultaneously or successively deposited", *Journal of Applied physics*, vol. 31, pp. 562–570, 1960.
- [11] **G.Astre, J.G. Tartarin, J. Chevalier, S. Delage**, "Increased reliability of AlGa_N/Ga_N HEMTs versus temperature using deuterium", *Proceedings of EUMC conference, Amsterdam, 2008*.
- [12] **Y.C. Chou, D. Leung, I. Smorchkova, M. Wojtowicz, R. Grundbacher, L. Callejo, Q. Kan, R. Lai, P.H. Liu, D. Eng, A. Oki**, "Degradation of AlGa_N/Ga_N HEMTs under elevated temperature lifetesting", *Microelectronics Reliability 44 (2004), Elsevier, pp. 1033-1038*.
- [13] **J.G. Tartarin** "Diagnostic tools for accurate reliability investigations of Ga_N devices", *proceedings of ICNF conference, pp. 456-461, Toronto, Canada, june 2011*.
- [14] **C. Lee, L. Witkowski, M. Muir, H. Q. Tserng, P. Saunier, H. Wang, J. Yang, M.A. Khan**, "Reliability evaluation of AlGa_N/Ga_N HEMTs grown on SiC substrates", *proceedings of IEEE Lester Eastman conference on high performance devices, pp436-442, Newark, Etats-Unis, 2002*.
- [15] **M. Dammann, M. Casar, P. Waltereit, W. Bronner, H. Konstanzer, R. Quay, S. Muller, M. Mikulla, O. Ambacher, P. van der Wel, T. Rödle, R. Behtash, F. Bourgeois, K. Riepe**, "Reliability of AlGa_N:Ga_N HEMTs under DC- and RF-operation", *proceedings of Reliability of Compound Semiconductors Digest conference (ROCS), pp 19-32, Greensboro, etats-Unis, 2009*.
- [16] **C. Lee, L. Witkowski, H. Q. Tserng, P. Saunier, R. Birkhahn, Dan Oslon, Don Oslon, G. Munns, S. Guo, B. Albert**, "Effects of AlGa_N/Ga_N HEMT structure on RF

reliability”, *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol 8, n°2, pp 332-343, june 2008.

- [17] **A.P Zhang, E.B Kaminsky, A.F. Allen, J.W. Hedrick, A. Vertiatchikh, L.F. Eastman**, “Stability of AlGaN/GaN high-power HEMTs under DC and RF stresses”, *IEEE Electronics Letters*, vol 40, n°19, pp 1229-1230, septembre 2004.

Chapitre 4

Etude de transistors d'une filière industrielle

4 Etude de transistors d'une filière industrielle

Cette étude se concentre sur de nombreux composants HEMT AlGaIn/GaN épitaxiés sur carbure de silicium (SiC) et issus de la technologie UMS. Ces composants sont répartis en 3 lots caractérisés par des paramètres technologiques variables tels que : la géométrie de grille, le pourcentage d'aluminium dans la barrière ou encore les épaisseurs des différentes couches. UMS s'est chargé de l'application de contraintes thermique et DC sous différentes conditions pour assurer le vieillissement des structures et nous a fourni pour chaque lot plusieurs séries de composants comprenant des transistors vieillis ainsi qu'un ou deux transistors témoins. Les conditions de vieillissement sont propres à chaque série étudiée.

Les campagnes de mesures effectuées sur l'ensemble des lots ont pour but d'appréhender les mécanismes limitatifs présents dans chaque type de structure étudiée ainsi que les mécanismes de dégradations inhérents au vieillissement des composants.

4.1 Les composants étudiés et les conditions de vieillissement.

Pour cette étude nous disposons de 3 lots de composants réalisés à partir de deux masques différents. Nous avons étudié quatre séries de composants issues du masque Cassini et deux séries provenant du masque Huygens.

Le Tableau 4-1 détaille les caractéristiques techniques de chacune des séries de composants ainsi que les différentes conditions de stress appliquées et les températures de jonction associées :

	Série 1	Série 2	Série 3	Série 4
Masque	Masque 1	Masque 1	Masque 2	Masque 2
Substrat	SiC	SiC	SiC	SiC
Dépôt	Dépôt 1	Dépôt 2	Dépôt 3	Dépôt 3
% Al	27 %	27 %	25 %	25 %
Géométrie de grille (μm^2)	8×125×0,25	8×125×0,25	8×125×0,25	2×75×0,25
Type de stress	HTRB, 2000 H $T_J=175^\circ\text{C}$ $V_{DS}=30\text{ V}$ $V_{GS}=V_P$ $I_{DS}=0\text{ A/mm}$	IDQ, 2000 H $T_J=45^\circ\text{C}$ $V_{DS}=30\text{ V}$ $I_{DS}=40\text{ mA/mm}$	HTRB, 1000 H $T_J=200^\circ\text{C}$ $V_{DS}=30\text{ V}$ $V_{GS}=-7\text{ V}$ $I_{DS}=0\text{ A/mm}$	HTRB, 1000 H $T_J=175^\circ\text{C}$ $V_{DS}=30\text{ V}$ $V_{GS}=-7\text{ V}$ $I_{DS}=0\text{ A/mm}$

Tableau 4-1 : séries de composants étudiées.

4.2 Mesures I(V) statiques.

Lors des tests de vieillissement, UMS a effectué des mesures en continu sur la totalité des composants. Il s'agit de mesures statique I(V) comme définies au 2^{ème} chapitre. Nous renseignons dans ce paragraphe les principales évolutions des différentes séries sans présenter les figures relatives à ces mesures.

- **Série 1 :**

La série 1 souffre d'une dégradation très importante de courant de drain d'environ 50 % et qui peut même aller sur le composant A9 à environ 70 %. Les courants de grille souffrent également d'une dégradation significative.

- **Série 2 :**

Sur cette série nous ne trouvons pas de variation de courant I_{DSS} ni de la transconductance avant et après le stress. Les courants de fuite présentent une amélioration sur une période de stress variant entre quelques centaines d'heures jusqu'à 1000 heures pour ensuite connaître une dégradation significative pouvant atteindre 50 %.

- **Série 3 :**

Le courant de drain I_{DSS} sur les composants de cette série est affecté par une diminution allant de 20 % à 35 % après la période de stress, et le courant de grille connaît une dégradation conséquente.

- **Série 4 :**

Le courant de drain I_{DSS} chute d'environ 35 % sur les composants vieillis et les courants de grille connaissent une dégradation significative.

Une autre série issue du lot 2 a été fournie par UMS mais le composant témoin fourni présentait des défauts importants qui se sont révélés être un frein à l'analyse des résultats obtenus. La contrainte appliquée sur cette série est de type HTRB à température de jonction de 25°C et sous des conditions de polarisation de $V_{DS}=30$ V et $V_{GS}=V_P$. Les mesures de reprise fournies par UMS n'ont pas montré de dégradation importante.

4.3 Etude des phénomènes de lag.

Les méthodes utilisées pour mener à bien cette étude ont été décrites au chapitre 2 dans la partie consacrée aux mesures pulsées. Nous présentons dans cette partie l'ensemble des résultats obtenus à l'aide de ces techniques avec un intérêt particulier porté à la comparaison entre les composants vieillis et témoins de chaque lots mais également entre les différents lots pour comprendre l'impact des différentes contraintes appliquées aux composants.

4.3.1 Mesures initiales.

Dans ce paragraphe nous présentons les mesures qui ont permis d'établir le cadre expérimental idéal pour extraire les résultats souhaités, à savoir l'observation des phénomènes de retard.

➤ **Paramètres temporels :**

Le caractère impulsionnel des protocoles utilisés nécessite un réglage des paramètres temporels particuliers afin de se placer dans les conditions adéquates.

- **Durée d'impulsion :**

La durée des impulsions doit être suffisamment courte pour que la température de jonction du composant ne s'écarte pas de manière significative de la température ambiante pendant la mesure. Cette durée est naturellement choisie comme étant la plus faible

disponible dans les réglages de l'appareil de mesure (Figure 4-1). Cette durée d'impulsion est donc réglée à $0,1 \mu\text{s}$ mais l'appareil de mesure présente un léger défaut et lors de la visualisation des impulsions, il apparaît que leur durée est plutôt de l'ordre de $0,3 \mu\text{s}$. Il faut par ailleurs considérer les phénomènes de charges et de décharges inhérents aux pièges présents dans la structure et qui peuvent ne pas être mis en évidence avec une durée d'impulsion trop courte. A l'aide du dispositif permettant la visualisation temporelle des impulsions, il est possible de visualiser d'éventuels effets de charge ou de décharge au travers des fluctuations du courant $I_{\text{DS}}(t)$. Sur la Figure 4-2 les deux impulsions observées présentent des niveaux parfaitement stables, ce qui traduit qu'aucun phénomène de charge ni de décharge ne semble intervenir quelle que soit la durée de l'impulsion.

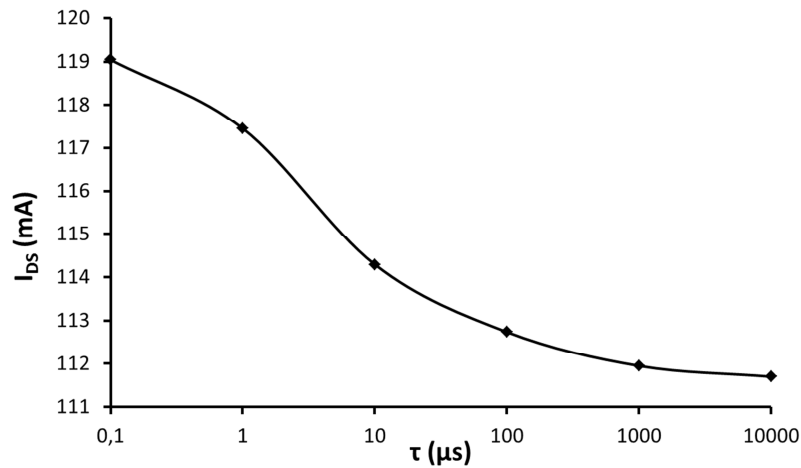


Figure 4-1 : évolution du niveau de courant de drain en fonction de la durée des impulsions (τ). La mesure est réalisée à partir du point de repos $V_{\text{GS}}=V_{\text{P}}$, $V_{\text{DS}}=10 \text{ V}$. Le courant de drain est mesuré à $V_{\text{GS}}=0 \text{ V}$ et $V_{\text{DS}}=10 \text{ V}$. La période T est fixée à 5 ms .

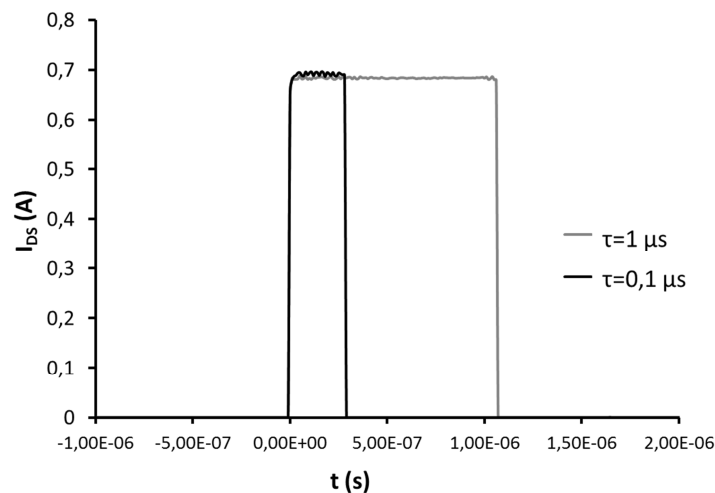


Figure 4-2 : visualisation de la forme des impulsions en fonction de leur durée. La mesure est réalisée à partir du point de repos $V_{GS}=V_P$, $V_{DS}=10$ V. Le courant de drain est mesuré à $V_{GS}=0$ V et $V_{DS}=10$ V. La période des impulsions est fixée à 5 ms.

- Période d'impulsion :

La période des impulsions doit être quant à elle suffisamment longue pour permettre l'évacuation de la chaleur et éviter ainsi les phénomènes d'auto-échauffement qui pourraient gêner la visualisation du retard de commande. Un compromis doit donc être trouvé afin de répondre à ces exigences sans pour autant allonger excessivement le temps de mesure nécessaire pour balayer entièrement la caractéristique $I(V)$. Sur la Figure 4-3 on constate les fortes variations des niveaux de courant de drain pour les faibles périodes d'impulsions. Sur cette figure il apparaît judicieux de choisir une période de 50 ms pour laquelle la valeur maximale de courant de drain est quasiment atteinte.

Ces tests ont été réalisés sur les composants de la série 1 mais d'autres durées de période d'impulsions ont été utilisées par la suite pour les autres lots de composants. En effet, dans un souci de réduction du temps de mesure, il a parfois été judicieux de réduire cette période. Cette étude paramétrée de la période a également été réalisée avec le protocole expérimental permettant de visualiser les impulsions sur un autre composant. Les résultats sont identiques (Figure 4-3).

Les considérations entendues dans ce paragraphe ont été prises en compte pour chaque lot de composants mais les caractéristiques n'étant pas les mêmes pour tous les lots, nous ne nous sommes pas limités aux réglages présentés ici. Nous ne présenterons pas par la suite les mesures qui ont permis le choix des réglages de chaque lot.

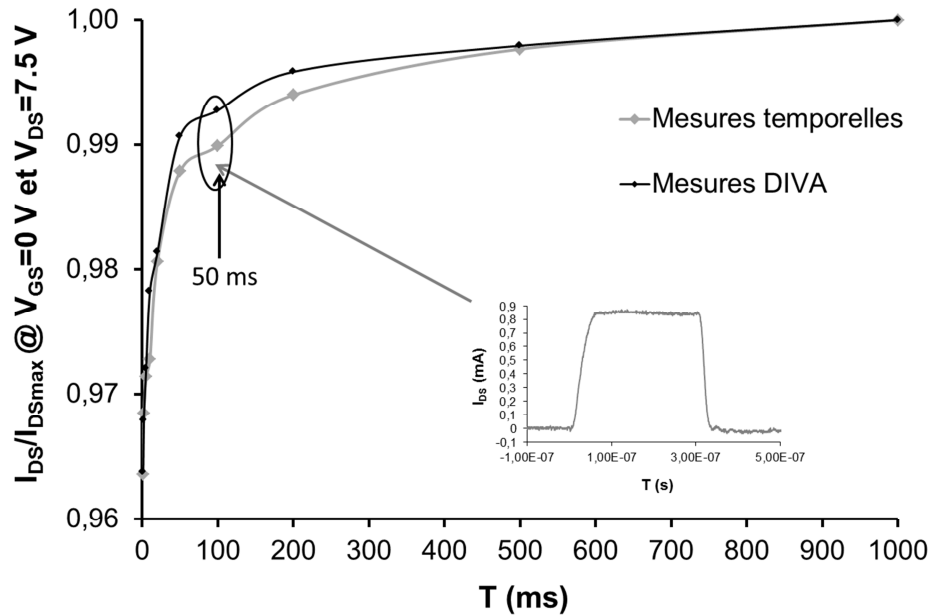


Figure 4-3 : évolution du niveau de courant de drain en fonction de la durée de la période des impulsions (T). La mesure est réalisée avec les deux protocoles expérimentaux disponibles pour le gate-lag à partir du point de repos $V_{GSrepos}=V_P$, $V_{DSrepos}=7 \text{ V}$. Le courant de drain est mesuré à $V_{GS}=0 \text{ V}$ et $V_{DS}=7 \text{ V}$. La durée des impulsions est fixée à $0,1 \mu\text{s}$.

➤ Paramètres de repos :

Les paramètres que nous venons de fixer dans le but bien particulier d'isoler la signature des phénomènes de retard de celle de l'auto-échauffement doivent être accompagnés de points de repos judicieusement choisis pour permettre une bonne observation.

Que ce soit dans le cadre de mesure de gate-lag ou de drain-lag, il est primordial de choisir systématiquement des points de repos pour lesquels aucun courant de drain n'est consommé. Ceci s'obtient en choisissant $V_{DSrepos}=0 \text{ V}$ ou $V_{GS}<V_P$ condition pour lesquelles la température de la jonction est identique à la température ambiante.

Considérant le protocole de mesure du gate-lag que nous avons mis en place (cf 2.2.2), le choix de l'une ou l'autre condition peut être fait. Cependant, en choisissant comme condition de repos $V_{DSrepos}=0 \text{ V}$, il devient impossible d'étudier les phénomènes inhérents aux forts champs électriques. A l'opposé, en choisissant la condition $V_{GS}<V_P$, il est possible de mener plusieurs études à différents $V_{DSrepos}$.

Pour l'application du protocole de mesure du drain-lag, seule la configuration $V_{GS}<V_P$ est applicable étant donné que le principe est de faire varier $V_{DSrepos}$.

4.3.2 Gate-lag

- **Série 1 :**

La série 1 a été la première expérimentée sur ce type de protocole est par conséquent, elle a permis de perfectionner et stabiliser les modes opératoires. Elle a notamment servi les tests de mise en place des protocoles expérimentaux présentés plus haut et permis de lancer les investigations présentées ici.

Nous avons réalisés des mesures temporelles sur le composant témoin TA13 (Figure 4-4) pour confirmer la tendance de la régression linéaire calculée à partir des mesures pulsées.

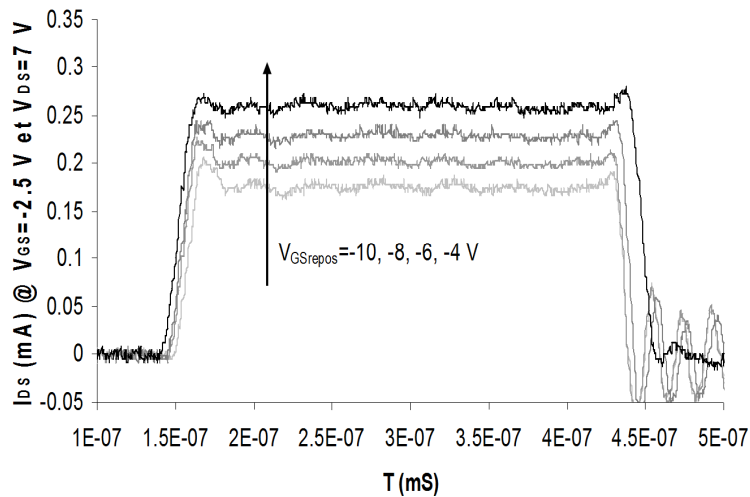


Figure 4-4 : Etude du gate-lag réalisée avec le protocole expérimental de visualisation temporelle des impulsions pour le composants TA13. [1]

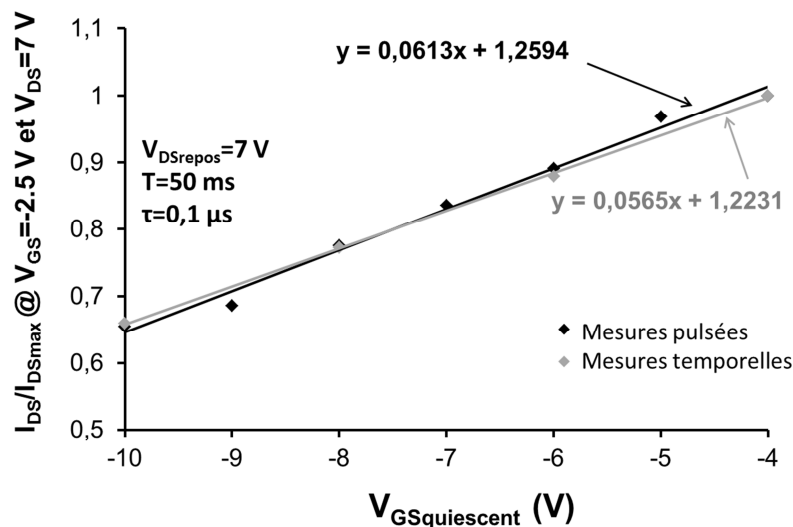


Figure 4-5 : comparaison du comportement en gate-lag du composant TA13 avec les deux protocoles expérimentaux.

Les deux types de mesures présentent très sensiblement les mêmes résultats avec une pente proche de 0,06 (Figure 4-5). La similitude des résultats observés avec les deux protocoles expérimentaux permet de valider les deux méthodes.

Une étude de la pente de la régression linéaire du gate-lag en fonction de la durée de la période d'impulsion a également été réalisée. L'impact de la durée de la période d'impulsion sur le composant A8 (Figure 4-6) montre une augmentation du phénomène de lag quand cette période augmente. Cette observation vient appuyer l'idée de l'activation des pièges incriminés sous l'effet du champ électrique appliqué pendant la période de repos.

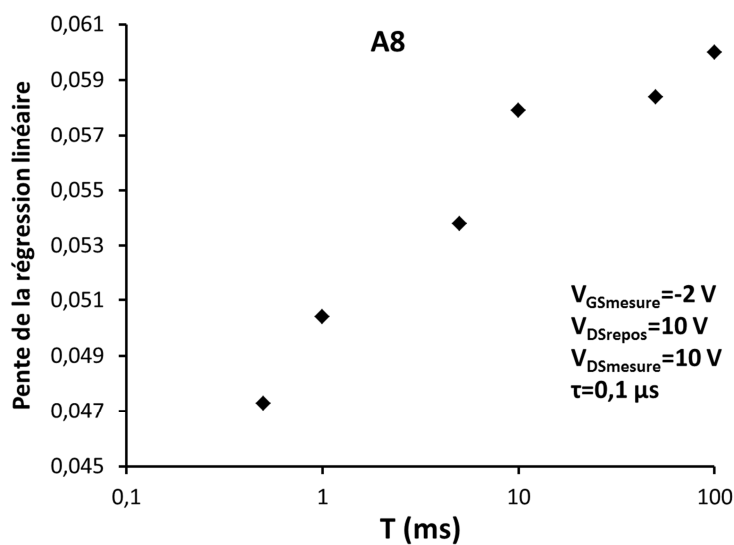


Figure 4-6 : évolution de la pente de la régression linéaire du gate-lag du composant A8 de la série 1 en fonction de la période des impulsions

Nous avons ensuite effectué la comparaison entre les composants témoins et les vieillis. La première constatation à faire porte sur la tendance normalisée du gate-lag qui montre un caractère plus marqué pour les composants vieillis. Sur la Figure 4-7, le composant vieilli A14 présente une pente de 0,063 de la régression linéaire quand la pente de la régression linéaire du composant témoin est de 0,043. Cette tendance se confirme sur l'ensemble des composants mesurés.

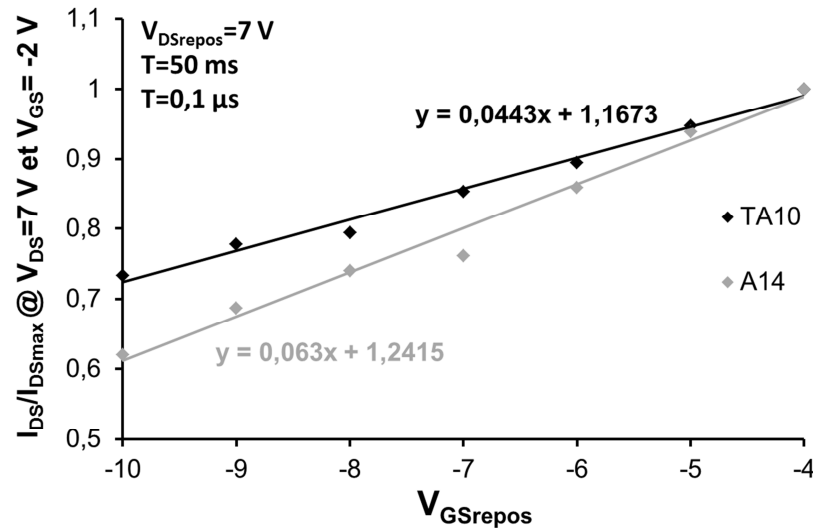


Figure 4-7 : comparaison du gate-lag du composant témoin TA10 et du composant vieilli A14.

La forme des impulsions observées de manière récurrente sur l'ensemble des composants témoins caractérisés est similaire à celle observée sur le composant TA13. Les mesures temporelles qui viennent appuyer les mesures pulsées font état de charges fixes dans la structure. En effet, les effets de gate-lag ne peuvent pas être imputés (au vu des impulsions de courant) à des temps de charges (type RC). Ces charges sont présentes à la surface de la couche d'AlGaN entre la grille et le drain et agissent comme une seconde grille virtuelle en déplétant le canal dans cette région réduisant ainsi le courant proportionnellement à la tension de V_{DG} de repos responsable de l'activation de ces charges.

L'activation des charges de surface incriminées ici semble accrue dans les structures vieilles. Les profils temporels des impulsions mesurés sur le composant vieilli A8 n'ont cependant pas la même signature et des phénomènes de charges et de décharges semblent l'affecter (Figure 4-8). Le vieillissement des composants semble avoir favorisé également l'apparition de pièges dans la zone située entre la grille et le drain. Dans l'étude [2] des phénomènes de charges observés sur les profils temporels autour de 10 μ s ont été attribués à des états de surface.

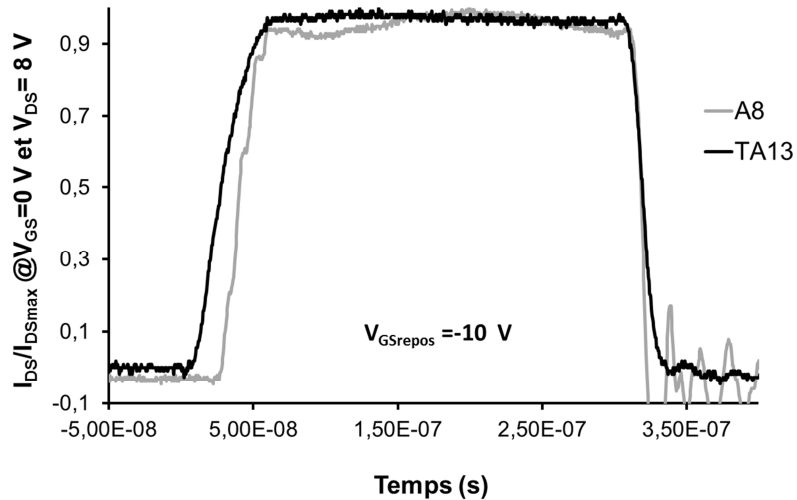


Figure 4-8 : profil d'impulsion normalisé du composant vieilli A8 et du composant témoin TA13 à $V_{GS}=0$ V et $V_{DS}=8$ V.

Les enseignements tirés de ces résultats sont difficiles à exploiter tels quels. Les conditions de stress appliquées à cette série de composants sont de type HTRB impliquant à la fois de forts champs électriques entre les différents accès du composant mais aussi une température de jonction élevée : seule la comparaison avec les autres lots soumis à des contraintes variées peut aboutir à des conclusions intéressantes.

- **Série 2 :**

Dans un premier temps, nous constatons que dans les conditions de stress propres à cette série de composants (stress IDQ sur une durée de 2000 heures avec une température de jonction évaluée à 45°C : $V_{DS}=30$ V, V_{GS} tel que $I_{DS}=40$ mA/mm), il n'y a pas d'évolution du phénomène de gate-lag (Figure 4-9 a).

Une mesure à différents $V_{DSrepos}$ a également été réalisée (Figure 4-9 b) mettant en évidence l'importance du champ électrique entre la grille et le drain dans l'activation des pièges existant dans cette région. En effet, en passant la tension de repos de drain de 10 V à 0 V nous constatons une diminution des effets de gate-lag. Ce comportement s'est confirmé sur les autres séries.

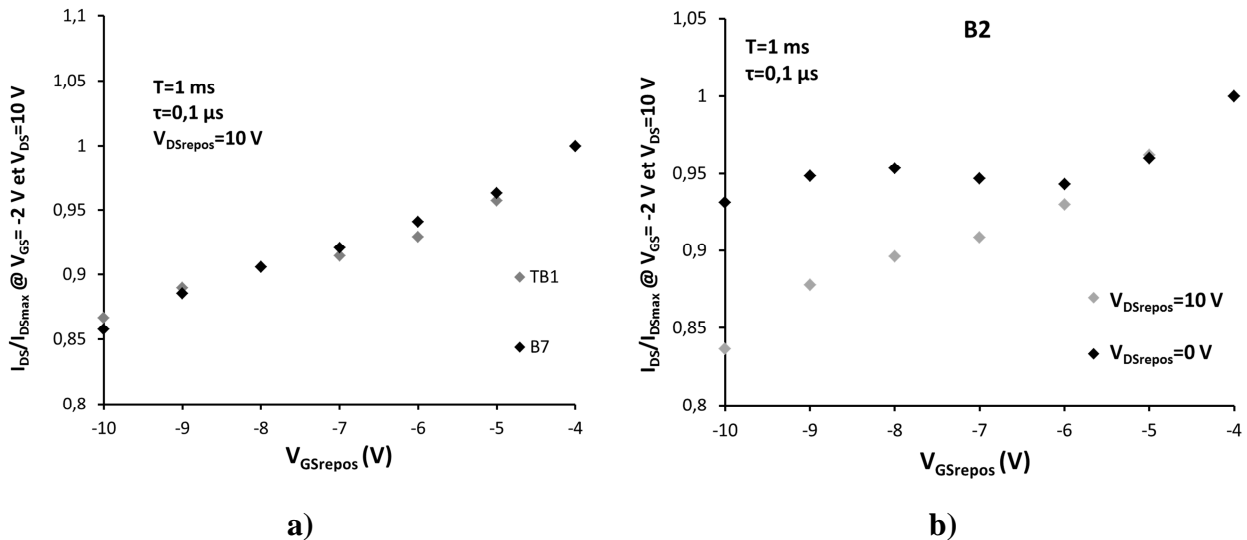


Figure 4-9 : étude du gate-lag de la série 2. a) comparaison des composants témoin TB1 et vieilli B7. b) comparaison du gate-lag du composant B2 à différents $V_{DSrepos}$.

Sur l'ensemble des séries réalisées avec le masque 1, la présence de pièges sur les composants témoins est mise en évidence par le comportement marqué des composants en termes de gate-lag. L'augmentation de ce phénomène sur la série 1 après l'application de la contrainte indique la sensibilité de la structure à la température appliquée qui est de 175°C au niveau de la jonction. Sur les deux autres séries, la température de stress étant très faible, seules les fortes polarisations appliquées sont susceptibles d'éprouver la structure. En l'occurrence ces contraintes ne semblent pas faire évoluer le phénomène de gate-lag. Ces observations nous conduisent à conclure sur l'impact de la température quant à l'apparition des pièges dans la structure et sur l'activation de ces pièges sous l'effet de forts champs électriques. Notons que le stress IDQ à faible courant I_{DS} et faible température de jonction ne semble pas éprouver les structures différemment que le stress HTRB à faible température. En effet, un autre lot de composants (non présenté ici car le composant témoin fourni présentait des défauts patents) soumis à des contraintes HTRB de faible température fait état des mêmes évolutions en matière de paramètres électriques.

Sur la Figure 4-9 b), nous remarquons un comportement monotone de l'augmentation du gate-lag pour une tension $V_{DSrepos} = 10$ V, tandis que le gate-lag n'évolue plus entre $-10 < V_{GSrepos} < -6$ V lorsque $V_{DSrepos} = 0$ V. Ceci peut s'expliquer par le fait que sans cette dernière condition, la tension entre la grille et le drain passant de l'état de repos (0 V) à l'état de mesure (10 V) subit de plus faibles variations que lorsque $V_{DSrepos} = 10$ V (variations des charges entre la grille et le drain). Pour $-4 > V_{GSrepos} > -5$ V, les deux conditions $V_{DSrepos} = 10$ V et $V_{DSrepos} = 0$ V donnent des excursions ΔV_{DG} identiques, ce qui explique la signature

identique en gate-lag du fait du phénomène de grille virtuelle entre la grille et le drain (cf. chapitre 1).

- **Série 3 :**

L'analyse de cette série réalisée à partir du masque 2 est très intéressante car les composants témoins ne présentent que peu ou pas de pièges responsables de la signature du gate-lag ce qui traduit une meilleure passivation de surface de ce lot de composant. En revanche, à l'instar de ce qui a été observé sur les séries du masque Cassini, les conséquences de la température de stress (ici 200°C) sont remarquables et la forte dégradation de la signature de gate-lag (Figure 4-10) témoigne d'une apparition significative de pièges dans la structure sous l'effet de la contrainte thermique sous champ électrique inverse.

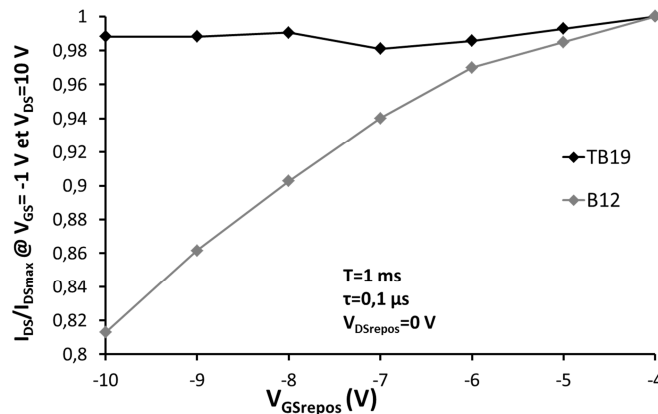


Figure 4-10 : gate-lag des composants TB19 et B12 de la série 3.

- **Série 4 :**

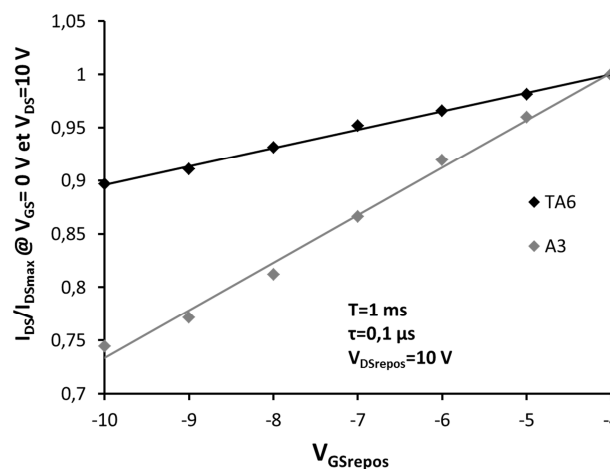


Figure 4-11 : gate-lag des composants TA6 et A3 de la série 4.

La diminution du phénomène de gate-lag constatée entre les composants témoins issus des différentes séries et des différents masques peut être reliée à la différence des conditions de dépôt du nitrure. En effet, UMS a utilisé trois méthodes différentes pour le dépôt (série 1, série 2 et séries 3 et 4) qui peuvent générer une grande différence sur les états de surface et donc sur les pièges de surface responsables du gate-lag. La série 1 est visiblement la série la plus marquée par ces phénomènes, suivie par la série 2 puis par les séries 3 et 4. L'amélioration de cette technique sur les composants les plus récents semble être bénéfique à la qualité de la surface des composants. Cependant, le stress active des mécanismes de surface qui semblent assez proche quantitativement sur les lots des séries 2, 3 et 4.

Il existe également des différences dans les proportions d'aluminium utilisées dans la barrière d'AlGa_N. UMS a en effet diminué cette proportion pour les composants du masque 2. Ce changement peut également expliquer les différences sur les signatures de gate-lag.

4.3.3 Drain-lag

- **Série 1 (Cassini U070208)**

Une première étude réalisée avec une période d'impulsions de 1 ms [1] laisse apparaître une signature très particulière. En effet, sur le composant témoin TA13 nous constatons un maximum de courant pour les valeurs correspondantes à $V_{DS\text{mesure}}=V_{DS\text{repos}}$ (Figure 4-12 a). De ces observations, il est difficile de comprendre les mécanismes d'activation des pièges tant la diminution du courant dans la structure ne suit pas l'augmentation du champ électrique entre le drain et la source. Il semble plutôt que la structure réponde à un état particulier dans lequel elle est placée durant la période de repos. L'interface AlGa_N/Ga_N où se crée le canal bidimensionnel est une zone critique en termes de phénomènes de polarisation et de mécanismes piézoélectriques (cf 1.2.4). Cette zone est donc très sensible aux champs électriques appliqués qui peuvent modifier l'équilibre de repos. Ainsi, il est possible que dans le cas où la mesure est réalisée dans les mêmes conditions que celles du point de repos, l'absence de changement entre les états de repos et de mesure favorise un maximum de courant.

Sur la Figure 4-12 b), les effets constatés en termes de diminution de courant sont plus marqués. Les maxima de courants observés ne sont plus exactement au point particulier

$V_{DSmesure}=V_{DSrepos}$ et la signature est plus affectée quand $V_{DSrepos}$ augmente. Deux hypothèses peuvent être avancées :

- L'apparition de pièges de volume après l'application du stress, activés par les champs électriques au point de repos peut masquer partiellement le comportement initial décrit plus haut.

- Nous avons vu précédemment que le phénomène de gate-lag est relativement masqué par ce lot de composant, surtout après application de la contrainte. Lors de la mesure, V_{GS} varie de sa valeur au repos (-4 V) à sa valeur au point de mesure (-2 V). Cette hypothèse ne devrait pas générer de comportement différent selon les tensions V_{DS} de mesure.

La première hypothèse basée sur l'accumulation de charges d'autant plus élevée que V_{DG} (ou V_{DS}) augmente semble plus pertinente : le point de repos « intrinsèque » véritable du composant devant, dans ces conditions, correspondre au point $V_{DSrepos}$ pour lequel I_{DS}/I_{DSmax} reste égal à 1. Les composants vieillis seraient donc soumis à des phénomènes de « self back gating » évoqués au chapitre 1.

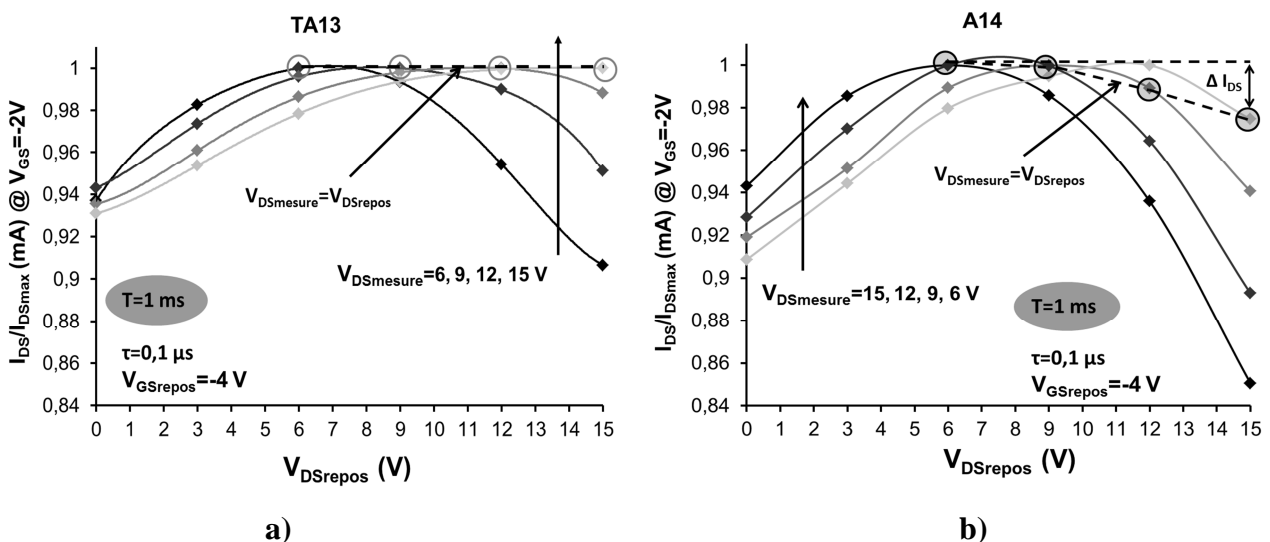


Figure 4-12 : étude du drain-lag de la série 1 à différentes tensions de drain et pour une période d'impulsions de 1 ms. a) composant témoin TA13. b) composant vieilli A14.

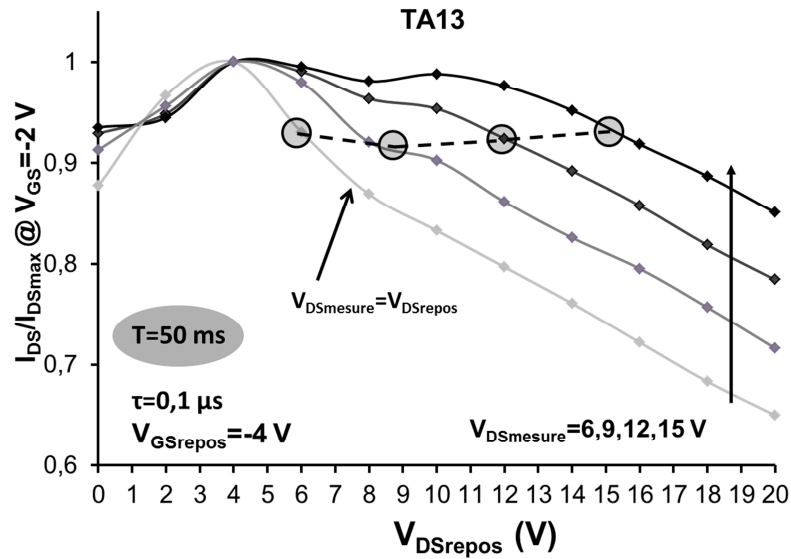


Figure 4-13 : drain-lag du composant témoin TA13 de la série 1 pour une période d'impulsions de 50 ms.

Nous avons ensuite réalisé la même étude sur le composant TA13 avec une période

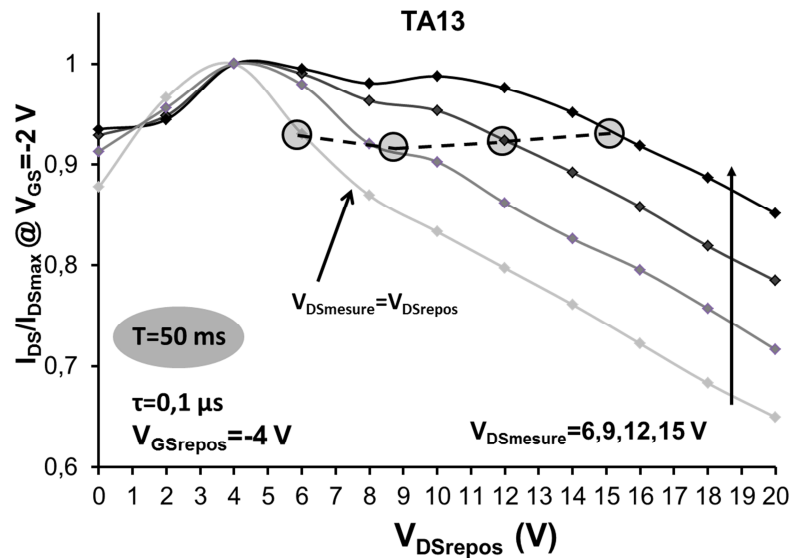


Figure 4-13) [1]. Nous pouvons distinguer deux comportements différents : une augmentation du courant normalisé quand $V_{DSrepos}$ augmente dans la partie correspondant à des $V_{DSrepos}$ en régime ohmique et une diminution du courant normalisé à mesure que $V_{DSrepos}$ augmente dans la partie correspondant à des $V_{DSrepos}$ en régime saturé. Ici, il semble que la durée prolongée du point de repos (par rapport à l'étude réalisée à $T=1$ ms) favorise l'activation des pièges présents dans la structure, et/ou diminue la valeur I_{DS} en raison d'un échauffement de la structure (pièges activés thermiquement).

Pour résumer les observations faites sur cette première série, nous pouvons distinguer 3 comportements différents. Le premier est relatif à l'état électrique de la structure dans les conditions de repos et est observé de manière isolée sur la Figure 4-12 a. Le deuxième, inhérent à l'apparition des pièges pendant la contrainte en température (Figure 4-12 b) montre leur faible activation (temps de repos faible) qui vient masquer partiellement le premier comportement. Enfin, le troisième met en avant l'activation accrue des pièges sous l'effet du champ électrique quand la période de repos augmente.

• Série 2 :

La contrainte de type IDQ appliquée n'affecte pas ou peu l'intégrité structurelle des composants. Comme constaté sur l'étude du gate-lag, les faibles températures mises en jeu lors de cette contrainte semblent être à l'origine de la stabilité des composants dans le temps. En effet, en comparaison des résultats observés sur la série 1, c'est bien l'effet de la température qui semble impacter significativement les signatures de lag.

Le drain-lag sur cette série n'excède pas 12% de variation sur I_{DSS} , tout comme le composant du lot 1 sous les mêmes conditions.

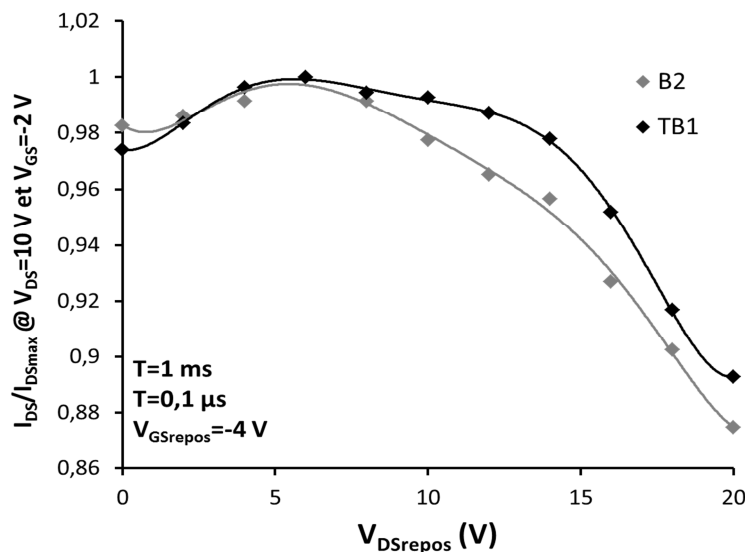


Figure 4-14 : étude du drain-lag des composants TB1 et B2 de la série 2.

• Série 3 :

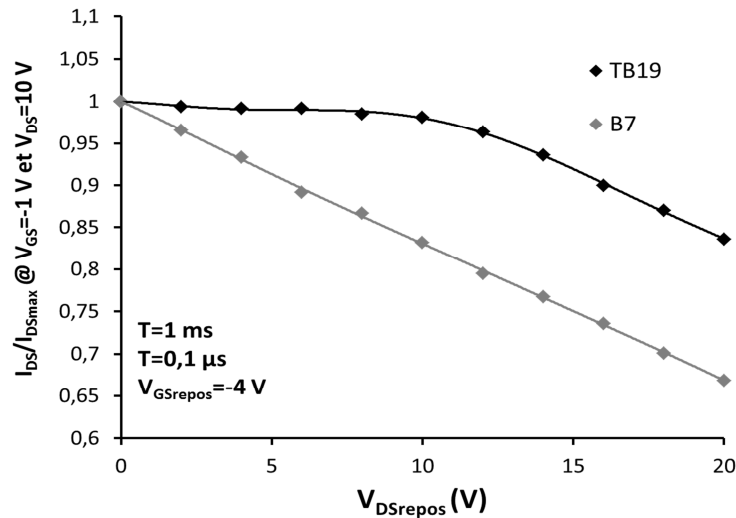


Figure 4-15 : étude du drain-lag des composants TB19 et B7 de la série 3.

La température de stress impacte là encore très fortement la caractéristique de drain-lag des composants de la série 3. On constate cependant un comportement de décroissance monotone du courant quand $V_{DSrepos}$ augmente contrairement au composant de la série 1 où nous pouvions distinguer une zone correspondant aux $V_{DSrepos}$ du régime ohmique et les $V_{DSrepos}$ du régime saturé.

De plus, les variations du drain-lag sont beaucoup plus marquées que pour les deux lots précédents (jusqu'à 35% de réduction de I_{DSS}).

• Série 4 :

Il est très intéressant de constater sur le comportement du composant témoin TA6 de la série 4 que les effets de drain-lag sont quasi inexistantes. La signature très marquée de ces effets sur la caractéristique du composant vieilli témoigne de l'impact de la contrainte en température appliquée. Encore une fois, c'est bien l'effet de la température qui est mis en avant dans l'explication des mécanismes de dégradation des structures. En effet de telles évolutions n'apparaissent que sur les lots ayant subi des contraintes en température quand les lots soumis uniquement à des contraintes électriques ne montrent pas ou peu de dégradation.

La variation en drain-lag est proche de celle relevée par le composant vieilli de la série 3 (environ 40% de réduction sur I_{DSS}).

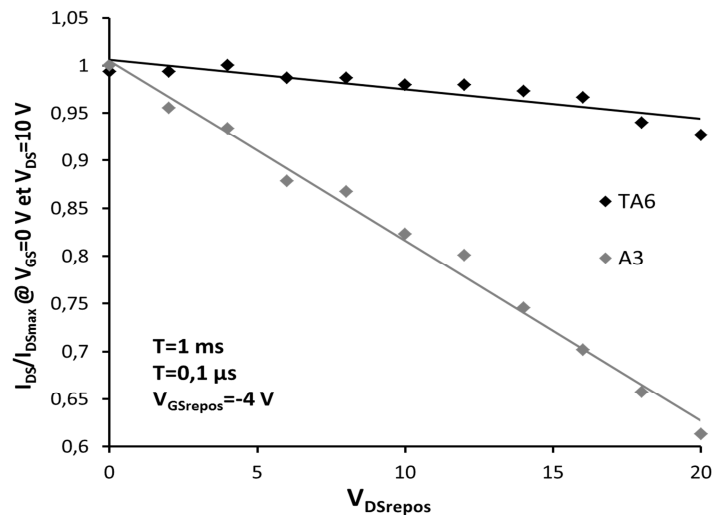


Figure 4-16 : étude du drain-lag des composants TA6 et A3 de la série 4.

De la même façon que pour le gate-lag, il existe des différences notables entre les comportements de chacune des séries. En effet, une fois de plus on peut distinguer trois groupes aux comportements distincts : la série 1 et son comportement atypique en fonction de la période des impulsions, les séries 1 et 2 avec des comportements spécifiques pour les tensions de drain de repos en régime ohmique et régime saturé, et les séries 3 et 4 qui présentent des comportements monotones de diminution du courant à mesure que la tension de repos augmente. Les différences d'implantation du nitrure dans la structure qui ont été évoquées dans la partie consacrée au gate-lag peuvent également être à l'origine de cette différenciation entre les séries. En effet, cette implantation concerne également le volume de GaN et est susceptible d'être à l'origine des défauts présents dans le volume et responsables du drain-lag.

Des mesures de type Raman pourraient permettre de mieux comprendre les phénomènes mis en cause grâce à une analyse chimique des composants vieilliss et témoins de ces différents lots.

4.4 Etude du bruit basse fréquence

Des mesures de bruit basse fréquence ont été réalisées sur certains lots à l'aide du banc de mesure présenté en annexe 1. L'objectif est de recouper les informations extraites des mesures de lag et de transitoire de courant pour tirer des conclusions sur les mécanismes de dégradation des différents lots.

• Série 1

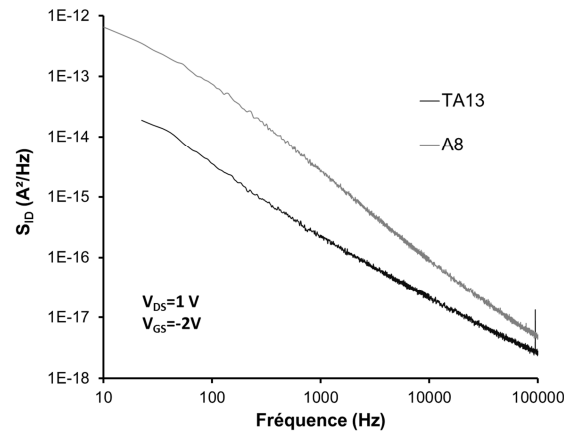


Figure 4-17 : bruit basse fréquence en régime ohmique des composants TA13 et A8 de la série 1. a) densité spectrale de bruit en courant. b) densité spectrale de bruit en courant normalisée par rapport au carré du courant.

Sur cette première figure, nous avons choisi de tracer la densité spectrale de courant S_{ID} plutôt que S_{ID}/I_D^2 largement employé en régime ohmique car nous n'avons pas mis en œuvre les vérifications nécessaires pour s'assurer que la résistance et la source de bruit prépondérantes se situent dans le canal. La représentation S_{ID} est de ce fait plus rigoureuse.

Le bruit en $1/f$ ne semble pas fortement dégradé (cf hautes fréquences sur la Figure 4-17) mais on constate l'apparition de nombreux centres de génération-recombinaison aux basses fréquences répartis en énergie.

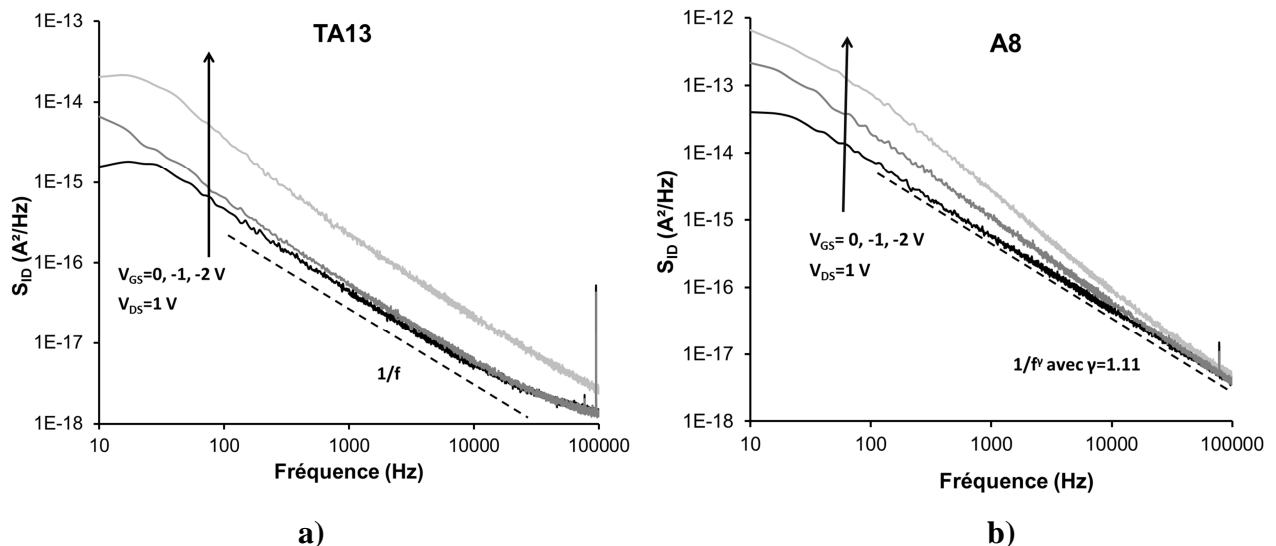


Figure 4-18 : densité spectrale de bruit en courant sur le drain en régime ohmique et à V_{DS} variable pour les composants TA13 et A8 de la série 1.

Sur la Figure 4-18, le composant TA13 apparaît moins bruyant avec une tendance en $1/f$. Le composant vieilli présente une tendance en $1/f^\gamma$ qui est généralement attribuée à des

composants de qualité cristalline moindre. Sur le composant vieilli, des centres de génération-recombinaison apparaissent sur une large plage de fréquences en pinçant le canal. Nous pouvons corrélérer ce phénomène à des pièges de volume dont nous observons l'activation lors de l'étude de drain-lag du composant A8. De plus, cette variation de l'index de fréquence a déjà été relevée sur des composants GaN et attribués à l'apparition d'une conduction dans un canal parasite entre grille et drain. Ceci est parfaitement cohérent avec l'hypothèse faite au 4.3.3 selon laquelle ces composants subissent une dépolarisation intrinsèque en raison de l'accumulation de charges (par phénomène de grille virtuelle ou « self back gating »). En effet, on voit des centres de génération-recombinaison actifs jusqu'à 50 kHz environ quand les pièges de drain-lag commencent à être visibles avec une période d'impulsion de 1 ms (cf. 4.3.3)

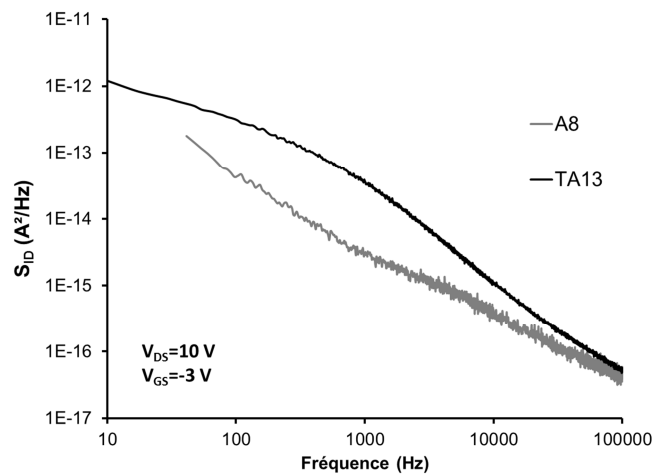


Figure 4-19 : densité spectrale de bruit en courant de drain en régime saturé pour les composants TA13 et A8 de la série 1.

Au sujet de la Figure 4-19, notons que l'atténuation de la contribution des centres de génération-recombinaison peut être la cause de l'amélioration des états de surface ou d'interface (résorption des charges sous l'effet de la température). La diminution de I_{DS} constatée après la contrainte témoigne d'une modification du nombre de porteurs n_i dans le canal (la température peut affecter la mobilité des porteurs) ou une apparition de charges V_{DG} ou V_{GS} qui dépolarisent le composant de manière intrinsèque (dégradation permanente du composant).

L'étude de la variation de la tension de drain en régime saturé sur les deux composants témoins et vieillis (Figure 4-20) indique deux comportements différents. La signature du composant témoin est marquée par de nombreux pièges répartis en énergie aux basses

fréquences. Ceci peut être corrélé avec les pièges lents observés sur la caractéristique de drain-lag pour une période de 50 ms (autour de 20 Hz sur la caractéristique). Pour une période d'impulsions de l'ordre de la seconde, ces pièges ne sont que très peu activés lors de l'étude de drain-lag ce qui correspond également à une tendance en $1/f$ sur la caractéristique de bruit (autour de 50 kHz).

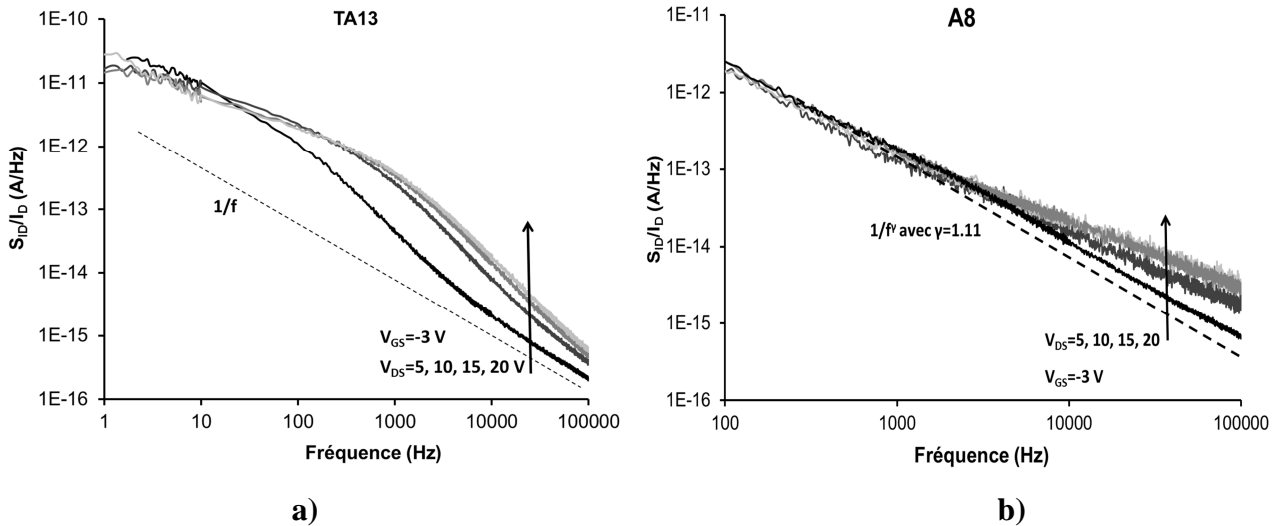


Figure 4-20 : évolution du bruit basse fréquence en fonction de la polarisation V_{DS} en régime saturé des composants de la série 1. a) TA13. b) A8.

• **Série 4 :**

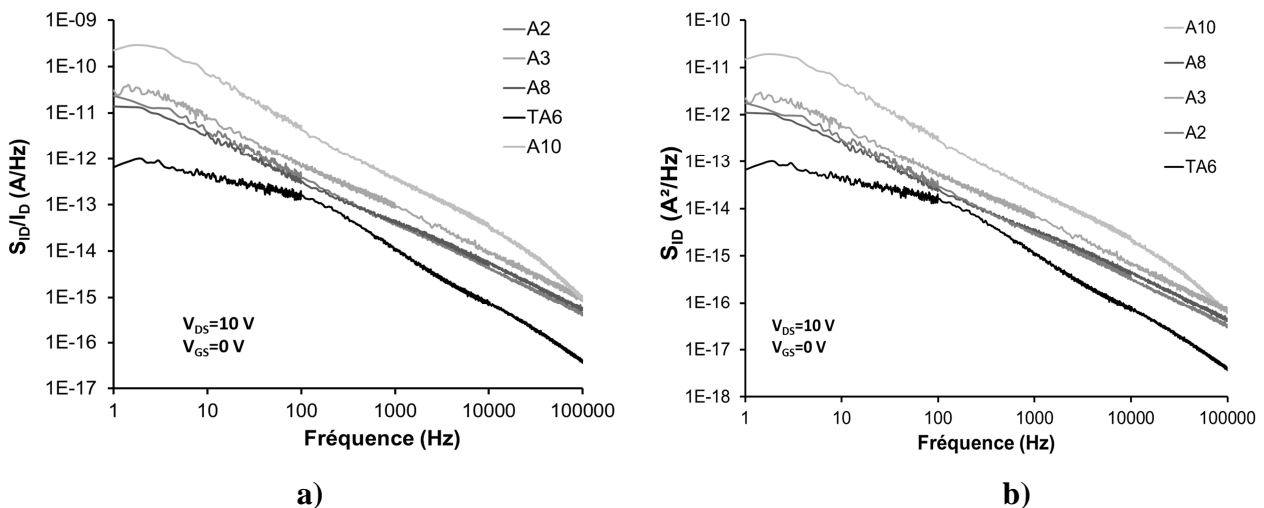


Figure 4-21 : densité spectrale de bruit basse fréquence en courant de drain de tous les composants de la série 4. a) spectre normalisé par rapport au courant de drain. b) spectre non normalisé.

Sur la Figure 4-21, on observe une dégradation importante de la tendance de bruit en $1/f$ qui vient masquer les centres de génération-recombinaison très marqués sur le composant

témoin. En effet, le composant témoin présente deux centres de génération recombinaison aux alentours de 200 Hz et de 20 kHz. Il est possible que la signature des composants vieilliss soit un continuum de centres de génération recombinaison assimilé à une tendance de bruit en $1/f$ qui viendrait corroborer la forte apparition des phénomènes de lag après la période de contrainte.

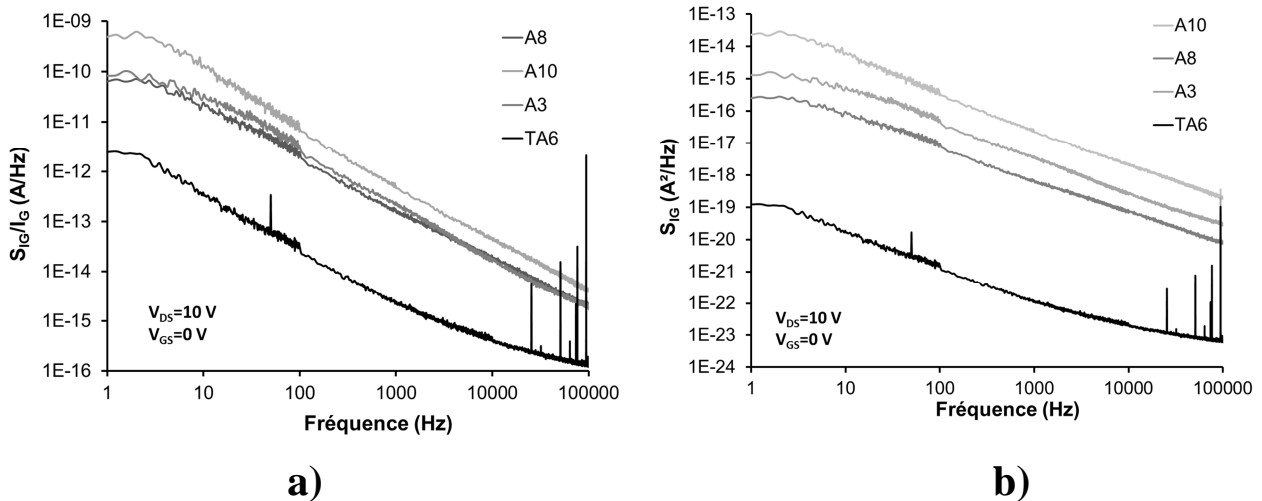


Figure 4-22 : densité spectrale de bruit en courant de grille de tous les composants de la série 4. a) spectre normalisé par rapport au courant de drain. b) spectre non normalisé.

La densité spectrale de bruit en courant de grille montre également une forte dégradation de la signature sans variation notable au niveau des différentes contributions aux spectres. La tendance en $1/f$ est conservée après la contrainte à un niveau supérieur de plusieurs décades à celui relevé pour le composant témoin. L'augmentation du courant de fuite pendant la contrainte peut être à l'origine de l'apparition d'une source de bruit en $1/f$ plus importante (cf. chapitre1). En traçant la régression de S_{IG} en fonction de I_G (@ 1 kHz), nous trouvons une loi en puissance selon $S_{IG} \# I_G^{1,6}$.

4.5 Etude des centres profonds

Dans la continuité de ce qui a été présenté dans ce chapitre, nous avons réalisé des mesures à l'aide de la technique spectroscopie transitoire des niveaux profonds en courant de drain I-DLTS afin d'extraire l'énergie d'activation des pièges étudiés. Ces mesures ont été réalisées sur deux lots de composants seulement étant donné la difficulté expérimentale que représente une telle étude. En effet, le banc expérimental utilisé n'étant pas conçu pour l'étude de composants de puissance et donc limité en courant, il a fallu de nombreux réglages afin de

rendre la manipulation opérationnelle pour chaque composant étudié. Cette étude a été réalisée lors du stage M2R de Serge Karboyan, avec l'aide de François Olivie

Les mesures présentées dans ce qui vient ont été réalisées sur les composants TB19, B12 et B8 de la série 3. Des impulsions en tension de 10 ms et de niveaux variables sont appliquées sur le drain des composants, la grille est maintenue à une tension fixée et le signal DLTS est évalué à la fin de l'impulsion. Le but étant de remplir les pièges pendant l'impulsion et d'observer leur comportement à la relaxation, à courant de drain nul.

Le piège observé sur le composant témoin correspond visiblement à un centre qui s'apparente à des pièges à électrons connus sous le nom de ME6 et qui sont attribués à une pollution à l'oxygène ou à la formation de défauts liés à l'oxygène dans des structures AlGaAs/GaAs. En effet, les températures d'apparition du signal DLTS en témoignent comme cela est observé dans des études sur des structures AlGaAs/GaAs [1] [5]. Il est cependant difficile d'attribuer les mêmes mécanismes dans nos structures étant donné les grandes différences en matière de désaccord de maille. L'énergie d'activation du piège observé sur le composant témoin TB19 est de 0,704 eV (Figure 4-23 b) avec une section de capture de $7,46 \times 10^{-15} \text{ cm}^2$. Il est à noter qu'il n'y a pas a priori de pièges de type DX [6] - [10] (inhérents au dopage au silicium). De plus un centre DX est généralement attribué à l'interaction entre un centre donneur et les atomes d'aluminium et de gallium. Or, les composants étudiés ne sont pas intentionnellement dopés et il est normal de ne pas retrouver cette signature.

Après la contrainte de type HTRB appliquée à une température de jonction de 175°C, nous observons deux types de comportements différents sur les deux composants vieilliss étudiés.

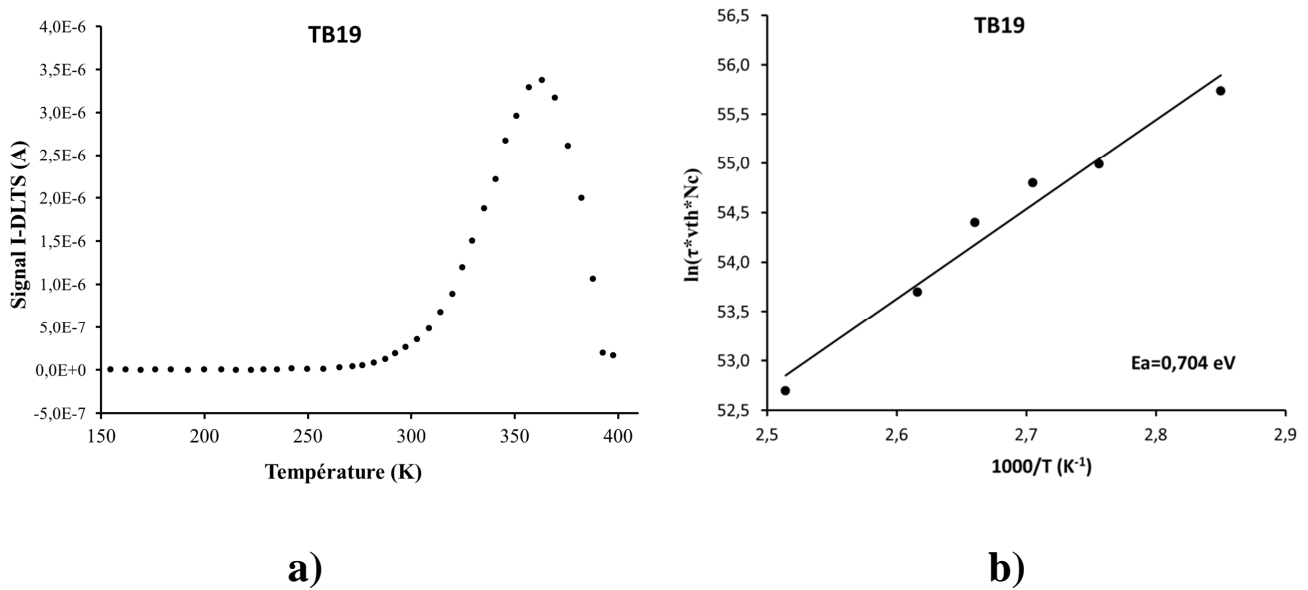


Figure 4-23 : étude des centres profonds du composant TB19 de la série 4. a) signal I-DLTS extrait en fonction de la température et après une impulsion de $V_{DS} = 3$ V et à $V_{GS} = -2.2$ V b) tracé d'arrhenius pour l'extraction de l'énergie d'activation.

Sur le composant B8, l'apparition d'un piège à trous avec une énergie d'activation de 0,32 eV (Figure 4-24) est observée.

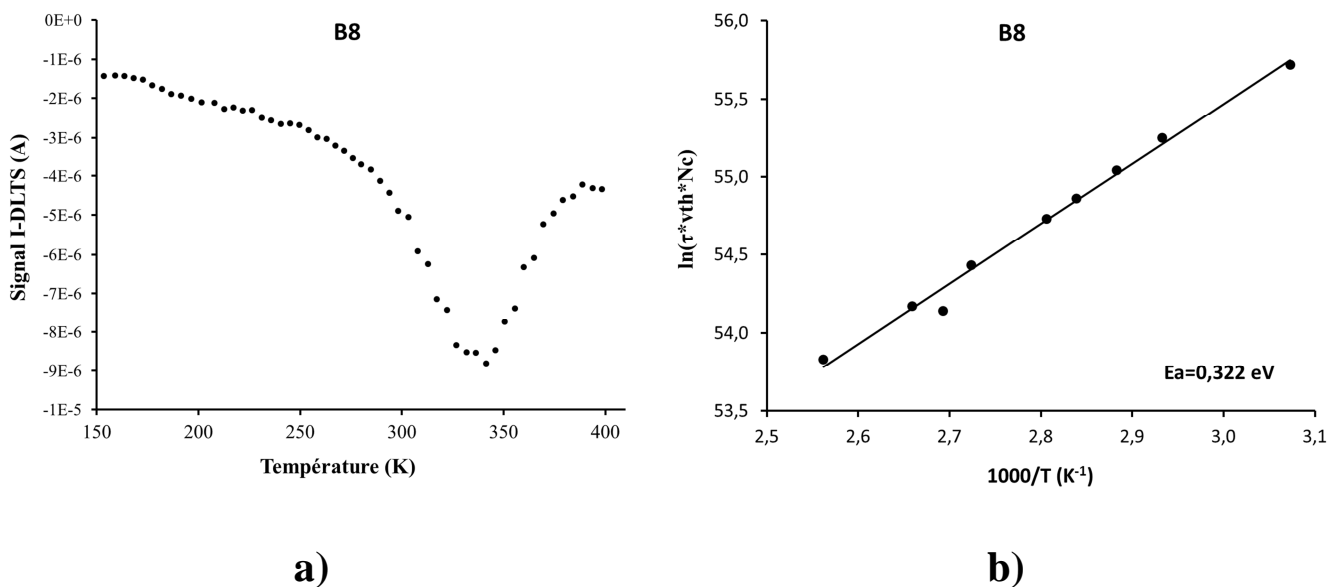


Figure 4-24 : étude des centres profonds du composant B8 de la série 4. a) signal I-DLTS extrait en fonction de la température et après une impulsion de $V_{DS} = 15$ V et à $V_{GS} = -2.2$ V b) tracé d'arrhenius pour l'extraction de l'énergie d'activation.

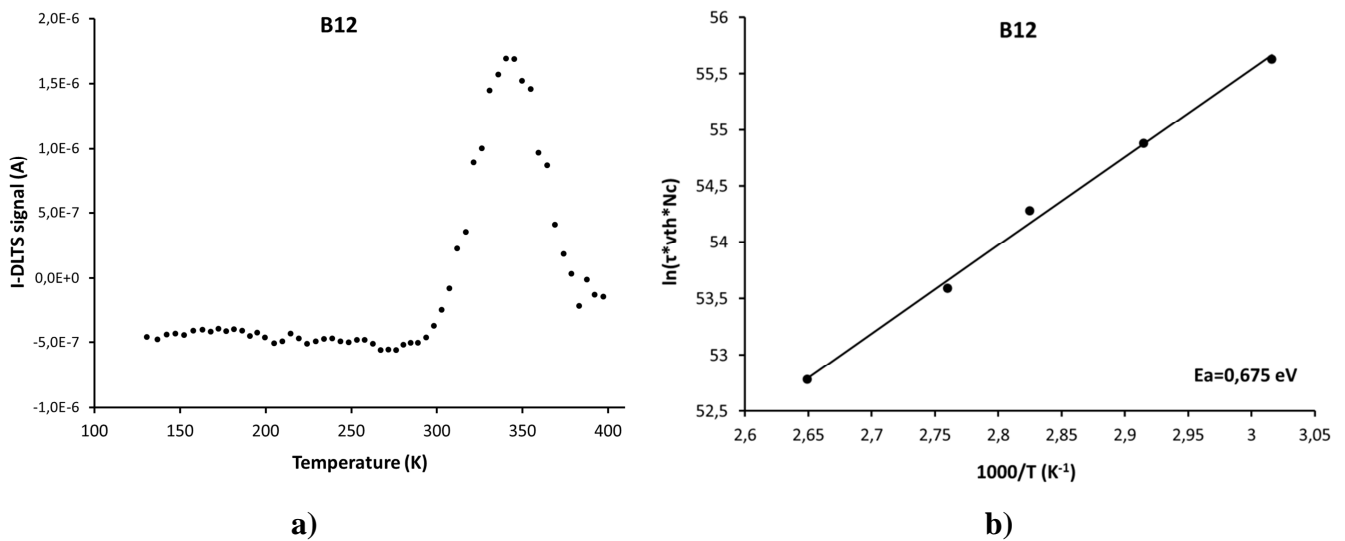


Figure 4-25 : étude des centres profonds du composant B8 de la série 4. a) signal I-DLTS extrait en fonction de la température et après une impulsion de $V_{DS} = 15$ V et à $V_{GS} = -2.2$ V b) tracé d'arrhenius pour l'extraction de l'énergie d'activation.

Sur le composant B12, nous n'observons pas ce piège à trous mais le même piège que sur le composant témoin avec une énergie d'activation légèrement diminuée de 0,67 eV (Figure 4-25). Il est intéressant de constater que sous d'autres conditions de polarisation, les mêmes caractéristiques du piège ont été observées (Figure 4-26).

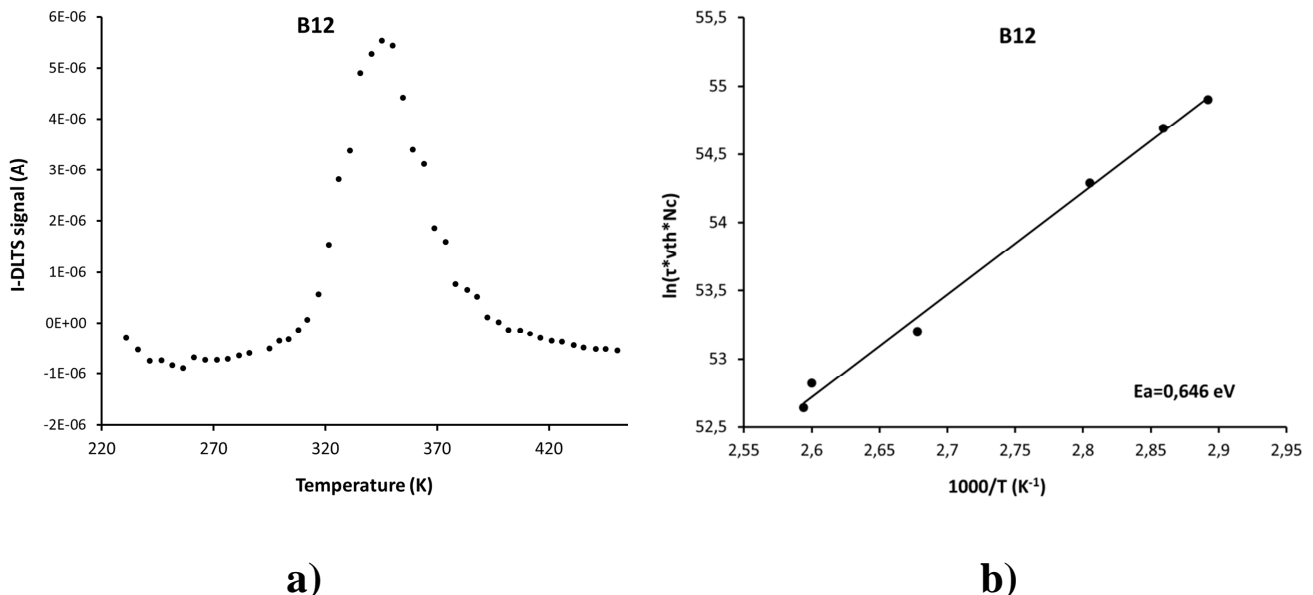


Figure 4-26 : étude des centres profonds du composant B8 de la série 4. a) signal I-DLTS extrait en fonction de la température et après une impulsion de $V_{DS} = 7$ V et à $V_{GS} = -1,7$ V b) tracé d'arrhenius pour l'extraction de l'énergie d'activation.

4.6 Etude de Richardson

Ces mesures réalisées sur la série 2 consistent à effectuer des mesures du courant de grille en fonction de la température afin d'extraire la hauteur de barrière comme expliqué dans le chapitre 2.

Cette série n'avait pas montré d'évolution sur les caractéristiques de lag après la contrainte IDQ. On constate sur la Figure 4-27 une diminution conséquente de la hauteur de barrière qui résulte de l'application de la contrainte. La température qui a été identifiée plus haut comme étant le facteur prépondérant de l'apparition de pièges de surface et de volume responsables du lag ne peut pas être mise en cause ici étant donné que la contrainte IDQ a été appliquée dans des conditions de température de jonction très faible. Les phénomènes de migration métallurgiques et de "gate-sinking" ne peuvent donc pas être mis en cause. La forte dégradation du courant de grille observée sur la fin de la période de la contrainte témoigne cependant de fortes modifications structurales du contact Schottky. La diminution de la hauteur de barrière est liée à cette augmentation du courant de grille et la cause principale à mettre en avant ne peut venir que des forts champs électriques appliqués sur la structure. Ces champs pourraient avoir une incidence importante sur la piézoélectricité des structures (cf chapitre 1) et il se peut qu'une modification irréversible de l'état des couches soit survenue pendant la contrainte modifiant ainsi le diagramme des bandes au niveau de la Schottky (Figure 4-28).

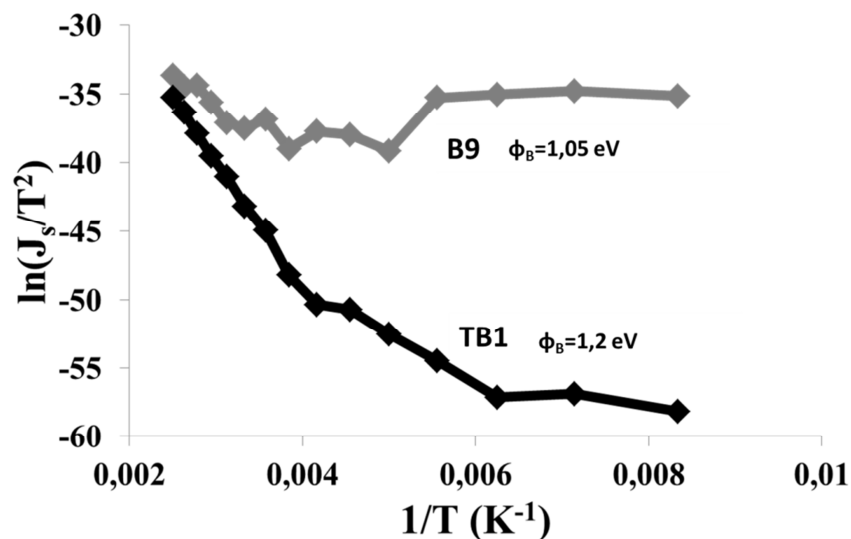


Figure 4-27 : tracé de Richardson pour les composants TB1 et B9 de la série 2.

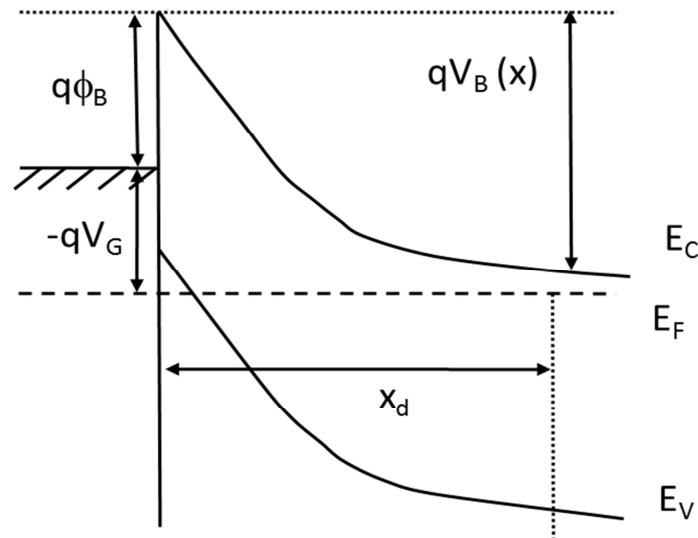


Figure 4-28 : diagramme des bandes du contact Schottky sur du GaN dopé N [11].

Sur la Figure 4-28, les notations E_C , E_F et E_V représentent respectivement les énergies de conduction, Fermi et valence, Φ_B est la hauteur de barrière, V_G la tension inverse de grille, V_B la différence de tension entre la bande de conduction et l'interface.

4.7 Conclusion du chapitre.

Ce chapitre a fait l'objet de l'étude d'une filière de composants de puissance industrielle avec des contraintes de qualification particulières. UMS nous a fourni des séries de composants comprenant des composants témoins et d'autres ayant subi des contraintes inhérentes aux problématiques industrielles.

Il ressort de ce chapitre une corrélation intéressante entre ce qui a été observé sur l'étude des phénomènes de lag et du bruit basse fréquence en termes de caractérisation des pièges observés. La température apparaît comme étant la cause principale de dégradation sur les différents lots caractérisés et les pièges inhérents à cette dégradation sont activés par les champs électriques appliqués en conditions de fonctionnement. Les contraintes prolongées en champs électrique à des températures faibles ou à des courants de drain faibles n'affectent pas les caractéristiques de lag mais les tracés de Richardson ont permis de faire un lien entre ce type de contraintes et la diminution de la hauteur de barrière. Les résultats tirés de l'étude de la spectroscopie des centres profonds sont plus délicats à mettre en perspective étant donné le peu de mesures à disposition, mais ils renseignent cependant sur des pièges d'une autre origine.

Bibliographie 4^{ème} chapitre

- [1] **J.G. Tartarin, S. Karboyan F. Olivié, G. Astre, L. Bary**, "*I-DLTS, Electrical Lag and Low Frequency Noise measurements of Trapping effects in AlGaN/GaN HEMT for reliability studies*", Proceedings of EuMC conference, Manchester, 2011.
- [2] **K. Horio, K.Fuji, A. Nakajima**, "Physics-based simulation of gate lag due to buffer traps and surface states in AlGaN/GaN HEMTs", *Proceedings of NSTI-nanotech conference, vol.2, pp 693-696, 2010.*
- [3] **G. Astre, J. G. Tartarin, B Lambert**, "Trapping related degradation effects in AlGaN/GaN HEMT", Proceedings of EuMC conference, Paris 2010.
- [4] **G. Meneghesso, Y. Haddab, N. Perrino, C. Canali, E. Zanoni**, "Drain current analysis of recoverable and permanent degradation effects in AlGaAs/GaAs and AlGaAs/InGaAs HEMTs", *Microelectronics Reliability, vol 36, n° 11/12, pp 1895-1898, 1996.*
- [5] **Y. Haddab**, "Etude des niveaux profonds dans des transistors à gaz bidimensionnel d'électrons sur substrats de GaAs et InP", *Thèse n°1387 de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, 1995.*
- [6] **T. Mizutani, T. Okino, K. Kawada, Y. Ohno, S. Kishimoto, K. Maezawa**, "Drain current DLTS of AlGaN/GaN HEMTs", *Physic State Solid, vol 200, n° 1, pp 195-198, 2003.*
- [7] **P.M. Mooney**, "Deep donor levels (DX centers) in III-V semiconductors", *Journal of applied physics, vol 67, n°3, pp R1-R26, 2009.*
- [8] **E. Arslan, S. Bütün, S.B. Lisesivdin, M. Kasap, S. Ozelik, E. Ozbay**, "The persistent photoconductivity effect in AlGaN/GaN heterostructures grown on sapphire and SiC substrates", *Journal of Applied Physics, vol 103; n° 10, pp 103701-103701-7, 2008.*
- [9] **D.V. Lang, R.A. Logan**, "Large-lattice relaxation model for persistent photoconductivity in compound semiconductors", *Physics review letters, vol. 39, pp635-639, 1977.*

- [10] **D.V. Lang, R.A. Logan**, "Trapping characteristics and a donor-complex (DX) model for the persistent-photoconductivity trapping center in Te-doped $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ", *Physics review B*, vol 19, pp. 1015-1030, 1979.
- [11] **N. Kubota, J. P. Ao, D. Kikuta, Y. Ohno**, "Schottky Barrier height determination by capacitance-voltage measurement on n-GaN with exponential doping profile", *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 43, n° 7A, pp. 4159-4160, 2004.

Conclusion générale

5 Conclusion générale.

Le travail réalisé tout au long de cette thèse s'est inscrit dans une problématique orientée vers la fiabilité des dispositifs HEMT AlGaIn/GaN. Le besoin de connaître et de développer les outils adaptés à cette technologie en matière de diagnostic ont motivé l'étude de deux filières différentes. La première, issue d'un centre de recherche et développement, nous a permis d'étudier une technique originale d'amélioration de la fiabilité par deutération des structures et de mener à bien des expérimentations sur l'impact du stress RF. La deuxième, fournie par un industriel, a fait l'objet d'une étude comparative entre des dispositifs témoins et des dispositifs ayant subi diverses contraintes de polarisations et en température dans le but d'appréhender les mécanismes responsables de la dégradation des caractéristiques électriques en bruit des composants.

Dans un premier temps, nous avons obtenu des résultats originaux quant à l'amélioration de la fiabilité de la première filière étudiée. En effet, l'impact de la diffusion de deutérium dans les structures a mis en avant les faibles variations des spectres de bruit basse fréquence des composants deutérés au cours du temps avec des contraintes en température importantes qui témoignent de la passivation des pièges dans le volume de GaN et à l'interface AlGaIn/GaN. L'étude comportementale des composants mis en situation de fonctionnement à 10 GHz a mis en évidence l'importance des conditions de polarisation de la grille afin de stabiliser la puissance de sortie.

Le deuxième partie de cette thèse réalisée sur la filière industrielle UMS a permis d'étudier des composants de puissance avec en tout premier lieu la mise en place des outils adaptés au diagnostic de composants de ce calibre (fort courant de drain, géométrie de grille interdiguée). L'étude menée sur les composants témoins et d'autres ayant subi des contraintes de type HTRB (température) ou encore IDQ (courant) a permis d'évaluer la localisation de certains pièges et les causes de leur apparition (température) et de leur activation (champ électrique) à l'aide d'un protocole original de caractérisation des phénomènes de retard sur le drain et la grille. Des mesures de bruit basse fréquence ont permis de corroborer les résultats précédemment obtenus en identifiant des pièges identiques. Les mesures de I-DLTS n'ont pas permis de tirer de conclusions particulières sur la dégradation des composants et les recoupements avec les mesures de bruit basse fréquence et de lag n'ont pas pu être mis en évidence. Une étude succincte basée sur l'analyse de Richardson a permis de mettre en avant

des mécanismes de dégradations de hauteur de barrière sous des conditions de contraintes de champ électrique qui n'avaient par ailleurs pas affecté les caractéristiques de lag.

La maturation de la technologie GaN en vue de l'avènement d'une filière intégrée prometteuse permettant la réalisation de mélangeurs, d'oscillateurs contrôlés en tension (VCO) ou encore d'amplificateurs faible bruit (LNA) représente un enjeu technologique majeur. Les travaux réalisés ici s'inscrivent dans la complémentarité de tout ce qui a été fait jusqu'à présent en matière de compréhension des défaillances technologiques ce qui permet aujourd'hui d'envisager les premiers circuits intégrés GaN viables.

Annexes

6 Annexes

Annexe 1 : Banc de mesure de bruit BF.

Description du banc

Le banc de bruit BF utilisé au LAAS pour réaliser les mesures a été développé par Laurent Bary dans le cadre d'une thèse en 2001. Cet outil de caractérisation a été conçu pour permettre une grande adaptabilité aux structures à mesurer. Il est ainsi possible de déterminer les sources de bruit pour la majorité des composants actifs (transistors bipolaires, à effet de champ, mélangeurs...) et passifs. Sa structure éclatée permet également à l'expérimentateur de modifier des éléments pour répondre aux exigences des structures étudiées (fort courant, planchers de bruit très faible...).

Voici un descriptif des différents éléments qui constituent le banc :

- Deux amplificateurs transimpédances (AT) faible bruit à gain variable. Un faible gain transimpédance permet des mesures de fort niveau de densité spectrale de bruit avec une bande passante élevée. Plus le gain augmente et plus la sensibilité du banc augmente en limitant cependant la bande passante.
- Un analyseur FFT bi-canaux qui permet les mesures de densité spectrale de bruit mais aussi les mesures de corrélation entre les sources de bruit présentes à l'entrée et à la sortie des composants. Il est possible de réaliser des mesures de spectres à partir de 1 Hz jusqu'à 1 MHz.
- Deux boîtes de polarisation pour la grille et pour le drain : pour les mesures des HEMT AlGaIn/GaN, il a été nécessaire de modifier la boîte de polarisation côté drain étant donné les niveaux de puissances mis en jeu dans de tels transistors. Elles ont été conçues pour pouvoir atteindre les niveaux de polarisation souhaités tout en limitant le bruit ajouté au dispositif. Ces boîtes permettent également de mesurer le bruit en entrée, en sortie et leur corrélation sans modifier le montage (présence d'un interrupteur pour court-circuiter ou non l'entrée ou la sortie). Des tés de polarisation sont également utilisés en sortie des boîtes pour assurer la stabilité des composants et éviter toute oscillation qui pourrait nuire aux mesures voire entraîner la destruction du composant.

- Ces tés de polars sont terminés par des charges 50 ohms au niveau de l'accès RF pour assurer cette stabilité.

- L'alimentation pour la polarisation des composants se fait à l'aide de batteries pour éviter l'ajout de bruit dû au réseau électrique (50 Hz et harmoniques). Il est cependant difficile de s'affranchir complètement de tous les parasites et les mesures présentent souvent des perturbations à 50 Hz.

- Une station sous pointes a aussi été utilisée pour caractériser les structures sur puces.

Tout ce dispositif est évidemment placé à l'intérieur d'une cage de Faraday afin de s'immuniser contre une majorité des rayonnements externes susceptibles de venir polluer les mesures.

Principe de fonctionnement et précautions d'emploi.

➤ Principe de fonctionnement

Le modèle utilisé concernant les sources de bruit du transistor doit être défini au préalable afin de s'assurer du cadre théorique dans lequel les mesures sont effectuées. Ici nous utilisons la représentation parallèle présentée sur la figure (2-2 c). Les deux sources de bruit en courant sont ainsi présentées aux entrées des deux amplificateurs transimpédances qui fournissent donc à l'analyseur de spectre une tension représentative de la source de bruit en courant. L'analyseur calcule la densité spectrale de bruit en tension (équation (6-1) dont on peut déduire la source de bruit en courant (équation (6-2).

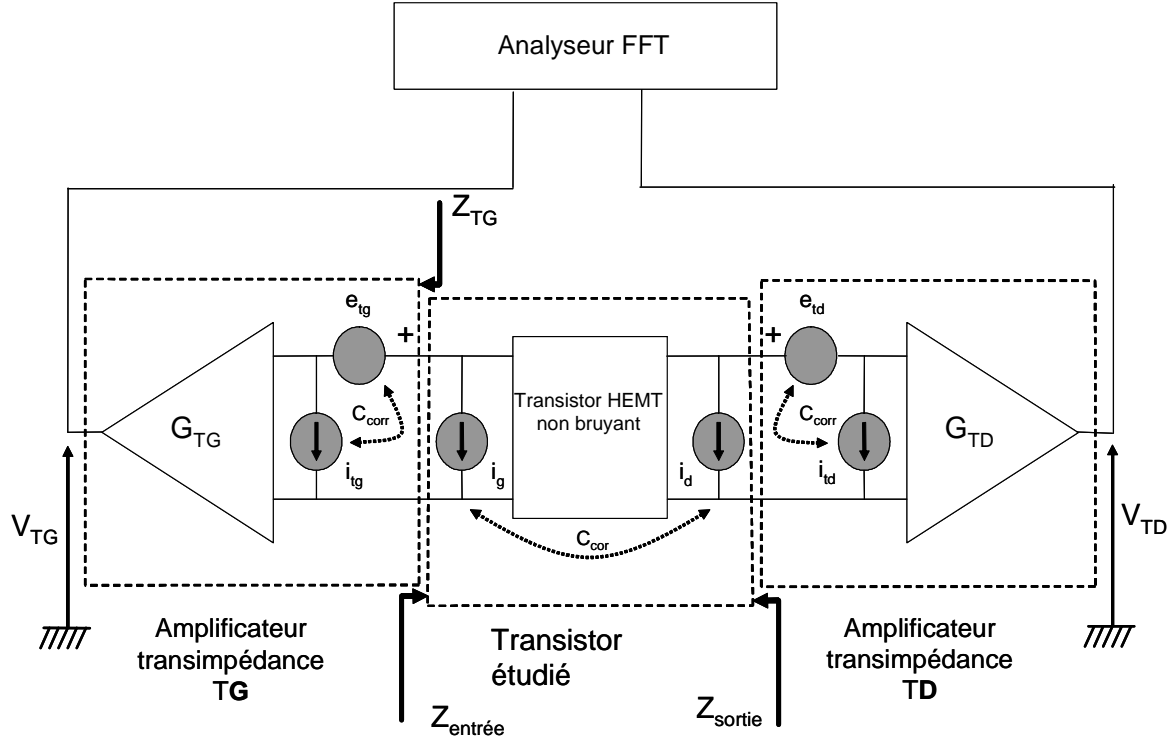


Figure 6-1 : schéma de principe du banc de bruit basse fréquence.

La tension mesurée par l'analyseur s'exprime (Figure 6-1) côté grille en fonction des différents paramètres de l'amplificateur par l'expression suivante :

$$\overline{V_{TG}^2} = G_{TG}^2 \left[\overline{i_g^2} + \overline{i_{tg}^2} + \frac{\overline{e_{TG}^2}}{Z_{entrée}^2} + \frac{2 \times \text{Re}[e_{tg} l_{tg}^*]}{Z_{entrée}} \right] \quad (6-1)$$

La quantité que l'on désire mesurer est donc :

$$\overline{i_g^2} = \frac{\overline{V_{TG}^2}}{G_{TG}^2} - \overline{i_{tg}^2} - \frac{\overline{e_{TG}^2}}{Z_{entrée}^2} - \frac{2 \times \text{Re}[e_{tg} l_{tg}^*]}{Z_{entrée}} \quad (6-2)$$

Avec $\overline{i_g^2}$ la densité spectrale de puissance en courant sur la grille du transistor (A^2/Hz), $\overline{V_{TG}^2}$ la densité spectrale de puissance en tension mesurée par l'analyseur à la sortie de l'amplificateur côté grille (V^2/Hz), G_{TG} le gain transimpédance de l'amplificateur TG (V/A), $\overline{i_{tg}^2}$ la densité spectrale de puissance en courant de l'amplificateur TG (A^2/Hz), $\overline{e_{TG}^2}$ la densité spectrale de puissance en tension de l'amplificateur TG (V^2/Hz), $Z_{entrée}$ la résistance d'entrée

présentée par le transistor et $\text{Re}\left[\overline{e_{t_i} i_{t_i}^*}\right]$ la quantité liée au spectre croisé des sources de bruit de l'amplificateur.

Cette équation ne tient pas compte de la corrélation entre la source de bruit en courant du transistor et celle de l'amplificateur TG : étant d'origines différentes, leur corrélation est nulle. Cependant, lorsque les courants de fuite sont non négligeables, ce terme de corrélation peut être non nul, voire proche de l'unité (cf [15] du chapitre 2).

De plus il faut négliger dans cette équation le terme $\frac{2 * \text{Re}\left[\overline{e_{t_g} i_{t_g}^*}\right]}{Z_{\text{entrée}}}$ car la corrélation entre les deux sources de l'amplificateur TG est négligeable bien que non nulle. Le terme $\frac{\overline{e_{t_g}^2}}{Z_{\text{entrée}}^2}$ peut être négligé également car l'impédance d'entrée d'un transistor HEMT est très élevée.

Cette équation s'applique de manière parfaitement analogue à l'expression de $\overline{V_{TD}^2}$ à condition de remplacer les indices des termes de l'équation par ceux concernés par la mesure côté drain.

➤ Précaution d'utilisation

Pour valider le banc avant chaque campagne de mesure il faut s'assurer que toutes les précautions ont été prises pour que les mesures effectuées soient pertinentes :

- La première précaution à prendre est de s'assurer que le niveau de bruit ajouté par l'AT soit suffisamment inférieur au signal mesuré pour que l'extraction ne soit pas affectée par ce signal. Il en est de même quant à la contribution en bruit des étages de polarisation. En effet, les planchers de bruit imposés par les différentes résistances utilisées doivent être choisis de manière pertinente pour éviter toute contribution fortuite.
- Les conditions d'impédance d'entrée des amplificateurs sont également très importantes pour placer les sources de bruit des transistors étudiés en condition de court-circuit. En d'autres termes l'impédance d'entrée de l'amplificateur doit être très inférieure à l'impédance de l'accès considéré du transistor étudié (Figure 6-1) pour

s'assurer que la source de bruit est intégralement dirigée vers l'amplificateur transimpédance.

- L'immunité du banc de mesure aux rayonnements extérieurs est primordiale. Malgré la présence de la cage de faraday il est parfois délicat de s'affranchir de parasites et notamment du rayonnement 50 Hz. Toutes les sources étant susceptibles de rayonner à cette fréquence sont ainsi délocalisées à l'extérieur de la cage. Les différentes raies observées sur le spectre permettent d'appréhender ces parasites. Un meilleur blindage des câbles, la multiplication des prises de masse sont autant de solutions pour améliorer l'immunité du système.
- Les mesures sont systématiquement réalisées sur deux bandes de fréquence qui se recoupent sur une décade afin de s'assurer de la stabilité du spectre entre les deux bandes. Cette précaution permet de s'assurer de la reproductibilité de la mesure et de la stabilité de la polarisation du composant.
- Le calibrage du système se fait avant chaque campagne de mesure à l'aide de transistors témoins qui présentent une bonne stabilité dans le temps. Des composants passifs comme des résistances sont également utilisés afin de retrouver les planchers de bruit théoriques.
- Deux mesures préventives sont également nécessaires au début de chaque manipulation. La première permet de vérifier que le gain des amplificateurs TG et TD est constant sur toute la bande de mesure. La seconde est nécessaire pour savoir si la cohérence entre le signal d'entrée et de sortie des amplificateurs TG et TD est correcte (proche de 1). Pour ce faire, on utilise la source de bruit blanc de l'analyseur FFT.

Annexe 2 : Caractérisation électrique.

Lors de la caractérisation $I(V)$ statique d'un composant, le balayage des points de mesure est réalisé en continu. Une mesure statique est illustrée sur la Figure 6-2 en prenant pour exemple la cas d'une caractérisation $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ (voir partie 2.2.1.1).

Il faut définir les paramètres suivants :

- le pas de mesure pour la tension de grille (V_{GS}) ainsi que les valeurs initiales et finales souhaitées,
- le pas de mesure pour la tension de drain (V_{DS}) ainsi que la valeur finale de balayage (le balayage commence toujours à $V_{DS}=0$ V),
- le nombre d'échantillons à moyenner pour chaque point de mesure.

La mesure débute (étape 1 sur la Figure 6-2) par la première valeur de V_{GS} qui reste fixe et le balayage s'effectue en incrémentant la tension de drain selon le pas de mesure renseigné. Une fois le balayage effectué pour la première valeur de V_{GS} (étape 2 sur la Figure 6-2), il s'effectue pour la deuxième de la même façon (étape 3 à 4 sur la Figure 6-2). Il n'y a donc pas de retour à l'équilibre thermique entre deux points mesurés et l'auto-échauffement qui entraîne une augmentation de la température de jonction peut ainsi être mis en évidence. La caractéristique $I(V)$ est donc fortement affectée par les mécanismes de piégeage et dépiégeage.

Entre chaque pas de mesure, différents phénomènes peuvent affecter la signature $I(V)$ du composant : échauffement de la structure (qui affecte la mobilité, la hauteur de barrière, le nombre de porteurs...), mauvaise interprétation de la commande électrique du composant par rapport à la commande délivrée par l'instrumentation (phénomènes de retard à la commande sur l'accès de grille ou de drain, charges...).

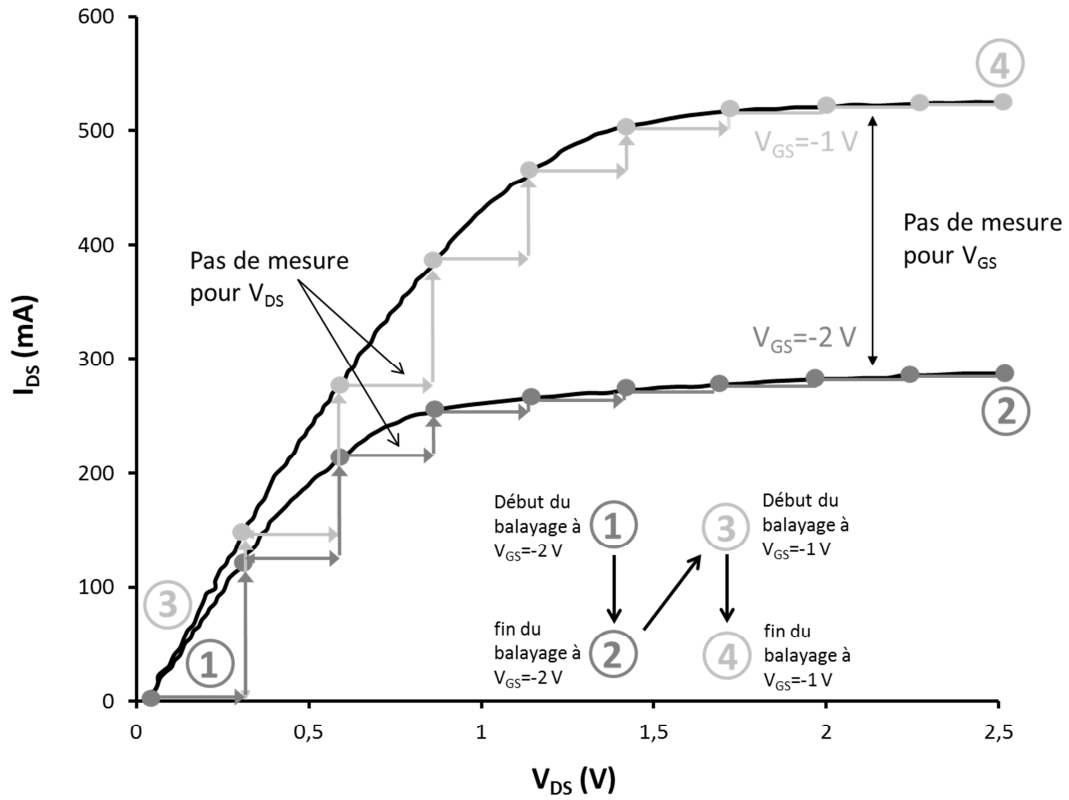


Figure 6-2 : principe de la mesure statique.

Annexe 3 : Mesures pulsées.

De la même façon que pour les mesures statiques, il faut renseigner les paramètres de mesures :

- le pas de mesure pour la tension de grille (V_{GS}) ainsi que les valeurs initiales et finales souhaitées,
- le pas de mesure pour la tension de drain (V_{DS}) ainsi que la valeur finale de balayage (le balayage commence toujours à $V_{DS}=0$ V),
- le nombre d'échantillons à moyenniser pour chaque point de mesure,
- les tensions de grille et de drain du point de repos,
- la durée de chaque impulsion,
- la période d'impulsion (temps durant lequel la dispositif est au polarisé dans les conditions du point de repos).

Le point de repos peut être choisi de manière à limiter ou exacerber certains effets. En effet, il est par exemple possible de choisir un point de repos qui présente la particularité de ne pas faire consommer de courant de drain au composant ($V_{DS}=0$ V ou $V_{GS}<V_{TH}$) ce qui aura pour conséquence de travailler sans effet d'auto-échauffement. Au contraire, un point de repos pour lequel la consommation en courant est élevée a pour conséquence d'élever considérablement la température de jonction et met ainsi en évidence les effets thermiques. Il est également possible de mettre en évidence l'incidence de la valeur de champ électrique appliqué au point de repos. A cet effet, il est nécessaire de polariser le composant avec un point de repos à courant de drain nul mais qui impose un champ électrique élevé à la structure ($V_{GS}<V_{TH}$ et V_{DS} élevé).

Les paramètres temporels des impulsions permettent également une grande finesse dans l'application des contraintes thermiques ou électriques. La période des impulsions est un paramètre important qui permet de maintenir le transistor plus ou moins longtemps dans les conditions de repos, exacerbant ou limitant ainsi les effets souhaités ou indésirables du point de repos choisi. De la même façon, la durée d'impulsion est réglée selon les effets à mettre en évidence pendant la mesure.

Ces possibilités expérimentales permettent d'appliquer de nombreuses contraintes individuellement tout en s'affranchissant des autres.

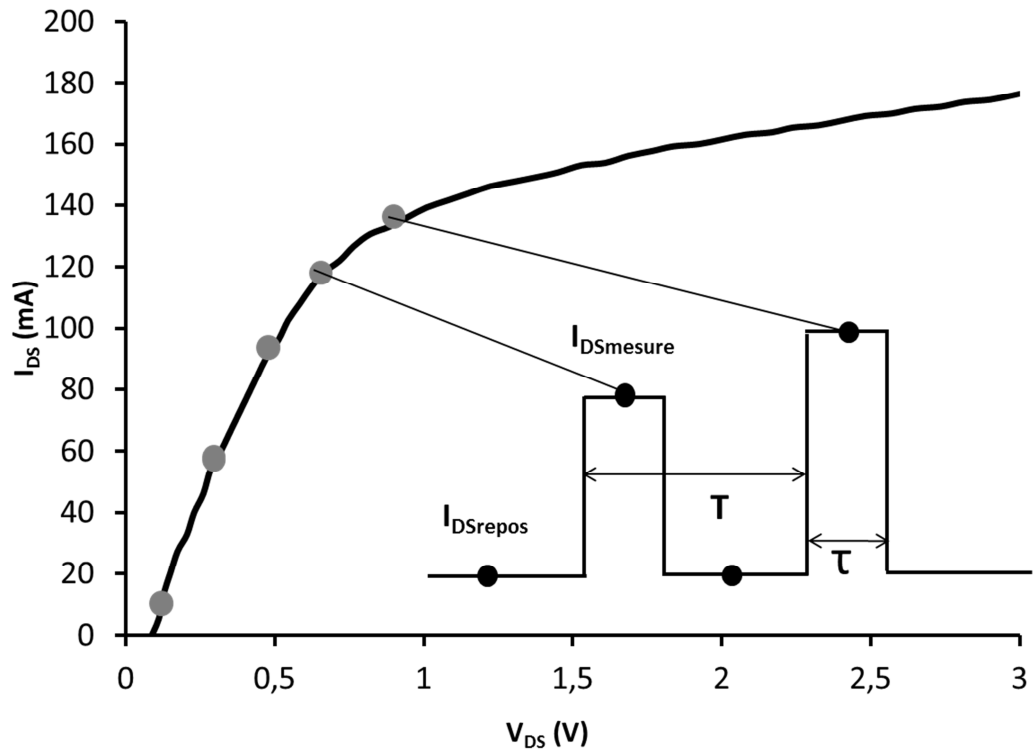


Figure 6-3 : principe de la mesure pulsée.

Annexe 4 : banc de mesure DLTS.

Afin d'expliquer la physique du DLTS, nous devons d'abord examiner le problème le plus fondamental des transitoires de courants. Pour cela, il faut partir sur quatre paramètres essentiels avant d'observer le transitoire de courant :

- Le choix du point de repos du composant (V_{GS} , V_{DS}) pour une dissipation en courant de drain (I_D) inférieur ou égal à 10 mA.
- Le choix de la largeur du pulse (t_p) et de la période total (T_W).
- Le choix du nombre de points du transitoire ($N_{tr} = 512$).
- Après l'instruction de ces paramètres, le logiciel calculera automatiquement le temps de recouvrement t_0 .

La Figure 4-1 représente le transitoire en courant de drain sur un dispositif HEMT, sous les conditions suivantes : $V_{DS} = 3V$, $V_{GS} = -2.2 V$, $T_W = 50 ms$, $t_p = 10 ms$.

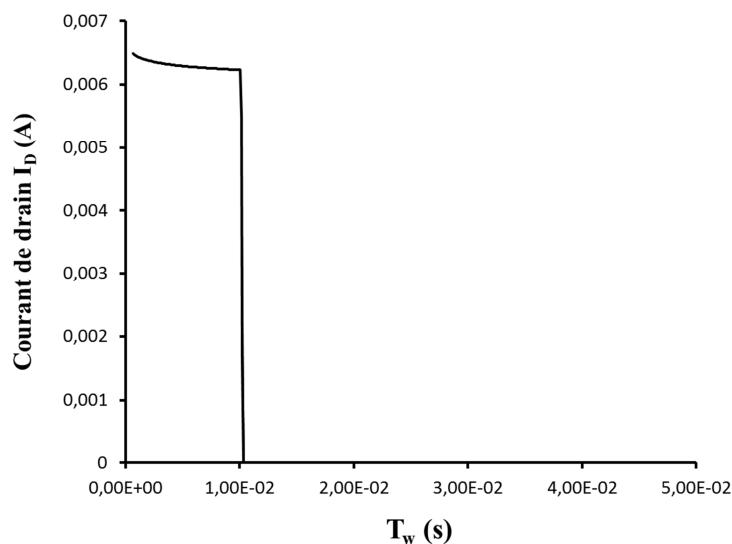


Figure 6-4

La mesure de DLTS en courant est, a priori, moins précise que celle en capacité. Le courant étant proportionnel au nombre de charges et la capacité à la dérivée du nombre de charges (variations de charges), ceci induit une détection un peu plus précise dans le cas du C-DLTS par rapport au I-DLTS.

C'est une technique qui permet d'établir des paramètres de défauts et de mesurer leur concentration dans le matériau du semi-conducteur. En surveillant le courant transitoire produit par des impulsions à la jonction semi-conductrice pour différentes températures, on

obtient un spectre qui présentera un pic pour chaque niveau de piège. C'est un équipement caractérisé par sa rapidité, sa sensibilité pour la surveillance des défauts dans un dispositif : il peut même détecter et caractériser les pièges à l'interface. [4]

L'appareillage utilisé pour les mesures I-DLTS a été acheté à la compagnie Dr. L. Cohausz Halbleitermesstechnik GMBH. Comme montré sur le synoptique simplifié de la Figure 6-5, le banc de caractérisation est fondé sur l'utilisation d'un support pour le transistor à haute mobilité électronique isolé de la température ambiante de la salle, d'un générateur de tension pour le choix du point de repos (V_{GS} , V_{DS}) du dispositif tout en respectant les conditions cité précédemment, l'azote liquide qui sert pour le balayage en température et le tout piloté par un logiciel dédié aux mesures DLTS, développé par le fondeur.

- La gamme de température s'étend de 90 à 450 Kelvin avec une précision de 0.1 Kelvin. En outre, c'est l'ordinateur qui contrôle la température. Pour la faire varier, il faut attendre la fin de la mesure du transitoire.
- Un critère empirique permet de choisir l'amplitude du pas de température en fonction de la présence probable d'un signal I-DLTS mesurable
- La transformée de Fourier rapide (*Fast Fourier Transform, ou FFT*) est effectuée par une carte dédiée au niveau de l'ordinateur.
- Le calcul des concentrations des pièges et le tracé des graphiques d'Arrhenius pour chaque piège observé seront aussi effectués par le logiciel.

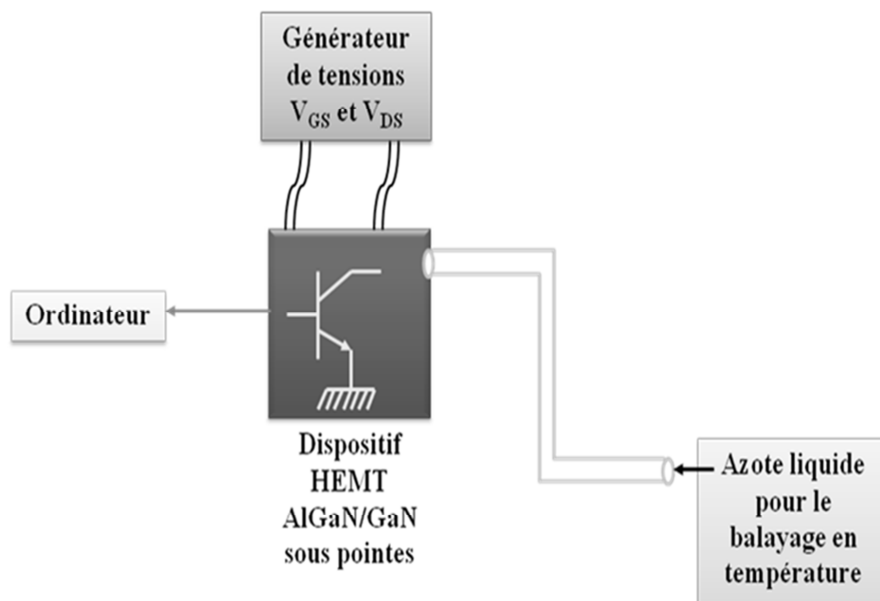


Figure 6-5 : synoptique du banc de mesure I-DLTS

AlGaN/GaN HEMT reliability

Reliability in GaN based devices still motivates numerous studies because the involved degradation mechanisms are different from that in III-V narrow bandgap devices. Direct investigations on high electron mobility transistors (HEMT) are performed with low frequency noise (LFN) measurements, pulsed electrical characterization and deep level transient spectroscopy.

The first part of this thesis deals with generalities on AlGaN/GaN High electron mobility transistors and their technological particularities.

The second part deals with the presentation of the diagnostic tools used in this study. A low frequency noise bench developed in LAAS-CNRS allowing measurements from few hertz up to 1 MHz is described, an original method of electrical pulsed characterization has and current deep level spectroscopy bench.

In the third part of this study, low frequency noise is used to assess effects of deuterium (H^+ ions) in diffusion condition on the robustness of $0.25 \times 2 \times 75 \mu m^2$ gate area AlGaN/GaN high electron mobility transistors (HEMT) grown on Si substrate. H^+ Ions are diffused from the above AlGaN/GaN layer through the AlGaN/GaN interface and GaN layer, notably under the gated channel where the defects are located.

In the fourth part, undoped AlGaN/GaN devices grown on silicon substrate have been stressed at a junction temperature of $175^\circ C$. Gate-lag and drain-lag measurements method have been performed versus different quiescent bias points and under different pulse conditions. This method allows the discrimination of each lag phenomenon as well as the thermal contribution. Thus it is possible to track and model the trapping mechanisms versus bias conditions. This electrical modeling is completed with LFN measurements and deep level transient spectroscopy, which is largely used for reliability investigations.

AUTEUR : Astre Guilhem

TITRE : Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN

DIRECTEUR DE THESE : Jean-Guy Tartarin

LIEU ET DATE DE SOUTENANCE : LAAS-CNRS le 17/01/2012

RESUME

Le point sensible inhérent à la commercialisation d'une technologie émergente est la maturité des processus utilisés garantissant la qualité de l'épitaxie, de la métallisation du contact de grille ou encore de la passivation. Les études de fiabilité s'imposent alors comme un aspect indissociable de la maturation de la technologie. En ce sens, les composants à grands gap représentent un réel problème car les outils classiques de caractérisation ne sont pas toujours adaptés aux contraintes imposées (thermiques, RF, DC...). Dans cette thèse, nous détaillons une technique originale pour améliorer la fiabilité des dispositifs AlGaIn/GaN par diffusion de deutérium et nous présentons l'ensemble des résultats issus des campagnes de mesures menées à l'aide des outils disponibles sur des lots de composants issus des filières UMS et TRT. Les principaux résultats concernent les mesures de bruit basse fréquence, la caractérisation électrique, la spectroscopie des pièges profonds et les mesures en température de courant de grille qui ont été réalisés sur des lots de composants témoins et ayant subi différents types de stress.

MOTS-CLES

Fiabilité, nitrure de gallium, HEMT, bruit basse fréquence, gate-lag, drain-lag, I-DLTS.

DISCIPLINE ADMINISTRATIVE

Electromagnétisme et systèmes haute fréquence

INTITULE ET ADRESSE DU LABORATOIRE :

LAAS-CNRS,

7, avenue du Colonel Roche

31077 Toulouse Cedex 4
