



**HAL**  
open science

# Contribution à l'assurance fiabilité de filières HEMTs à base de GaN sur substrat SiC : caractérisation électrique approfondie et modélisation des effets parasites

Laurent Brunel

► **To cite this version:**

Laurent Brunel. Contribution à l'assurance fiabilité de filières HEMTs à base de GaN sur substrat SiC : caractérisation électrique approfondie et modélisation des effets parasites. Electronique. Université de Bordeaux, 2014. Français. NNT : 2014BORD0080 . tel-01133679

**HAL Id: tel-01133679**

**<https://theses.hal.science/tel-01133679>**

Submitted on 20 Mar 2015

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

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

THÈSE PRÉSENTÉE

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX**

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

SPÉCIALITÉ : ELECTRONIQUE

Par Laurent BRUNEL

**Contribution à l'assurance fiabilité de filières HEMTs à base de GaN sur substrat SiC - Caractérisation électrique approfondie et modélisation des effets parasites**

Directeurs de recherche :

Mme. Nathalie MALBERT  
M. Arnaud CURUTCHET

Professeur, IMS, Université de Bordeaux  
Maître de conférences, IMS, Université de Bordeaux

Responsable industriel :

M. Benoît LAMBERT

Ingénieur, UMS, Villebon-sur-Yvette

Soutenue le : 27/05/2014

Devant la commission d'examen formée de :

Raymond Quéré	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Rapporteur
Jean-Claude de Jaegger	Professeur, IEMN, Université de Lille	Rapporteur
Nathalie Malbert	Professeur, IMS, Université de Bordeaux	Directrice de thèse
Arnaud Curutchet	Maître de conférences, IMS, Université de Bordeaux	Co-directeur de thèse
Benoit Lambert	Ingénieur, UMS, Villebon-sur-Yvette	Examineur
Christian Moreau	Ingénieur, DGA MI, Rennes	Examineur
Nathalie Labat	Professeur, IMS, Université de Bordeaux	Invitée
Dominique Carisetti	Ingénieur, Thales R&T, Orsay	Invité
Didier Floriot	Ingénieur, UMS, Villebon-sur-Yvette	Invité





# Remerciements

---

Je remercie tout d'abord Messieurs Raymond Quéré et Jean-Claude de Jaegger, rapporteurs de cette thèse, ainsi que l'ensemble des membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mes travaux de thèse.

Mes premières pensées se tournent ensuite tout naturellement vers mon encadrement de thèse, les Nathalies, Arnaud et Benoît. Je vous remercie très sincèrement pour m'avoir donné l'opportunité de travailler sur un sujet aussi intéressant. Les Nathalies, merci de m'avoir pris en stage au sein de l'équipe III-V à IMS, étape essentielle sans laquelle je n'en serai pas là ! Arnaud, merci de m'avoir convaincu de faire cette thèse et de m'avoir consacré autant de temps dans cette salle de mesure obscure ! Benoît, merci pour ton accompagnement quotidien à UMS, pour tes remarques pertinentes concernant la forme et le contenu de ce manuscrit, et enfin pour la confiance que tu as su m'accorder au fil du temps. J'ai vraiment apprécié nos échanges tout au long de ces trois années.

Merci à mes compagnons de salle de mesure obscure à IMS, Charlotte, Mehdi et Wallou. Vous avez fortement contribué à rendre les longues journées de mesure plus agréables de par votre présence et votre sympathie. Bonne continuation à vous pour la suite !

Cela risque d'être difficile de citer tout le monde à UMS, alors ne m'en veuillez pas trop si votre nom n'apparaît pas explicitement. Merci à l'ensemble de mes collègues, en particulier ceux de l'équipe TSG, pour leur accueil au sein de l'entreprise et l'aide qu'ils ont pu m'apporter tout au long de ces travaux. Abdelaziz, ton aide sur Labview a été plus que précieuse et m'a évité des maux de têtes certains ! Joëlle, Patrick, Johan, Kevin et Erwan, travailler et discuter avec vous a été un plaisir.

Dominique, je sais combien tu es débordé avec tout le travail que te donne UMS, alors je te remercie grandement pour ta disponibilité tout au long de ces trois années. Travailler en collaboration avec toi a toujours été très agréable et le fait que l'on soit amené à continuer à travailler ensemble sur la thermique me ravi !

Je remercie bien évidemment l'ensemble de ma famille pour leur affection et les moments de décompression qu'ils ont pu m'offrir à chaque fois que j'ai eu l'occasion de les voir. Une mention spéciale est décernée à ma famille proche, Wayon, Mutter et D pour m'avoir soutenu et cru en moi en toutes circonstances. Merci d'être tels que vous êtes !

Cette thèse m'a cependant éloigné de ma région natale bordelaise et par conséquent de mes amis de plus ou moins longues dates. Vous remercier dans le cadre de ma thèse n'ayant aucun sens, je vais néanmoins profiter de ce lieu de libre expression pour vous rappeler à tous, sans ordre de préférence, l'importance que j'accorde à notre amitié.

Merci à mes compagnons du Polytechnicum, Aurélien, herr Thomas, Gromaric, Mac Pouille et l'Escroc pour tous les bons moments passés ensemble depuis que l'on se connaît. J'espère sincèrement que l'on continuera tous à se voir malgré la distance !

Pierre, on a encore plein de nanars à regarder !

Couakanat, bravo !!!

Mon très cher Bibu, nos soirées « Pizzas/Films/Séries » et « drama » me manquent alors rejoins-moi vite !! Et merci d'avoir été là quand j'en ai eu besoin...

Pascal, on a passé tellement de bons moments ensemble qu'il est difficile de se rappeler de tout : The Old Dead Tree, les révisions du BAC, les marches nocturnes, les Quick, les pizzas Gino, les parties de Soul Calibur, les parties de Zombie Apocalypse... Je ne te l'ai jamais vraiment dit de par ma nature à tout garder pour moi, mais notre amitié est vraiment importante pour moi... BJT mec !

Bref, je me retrouve donc en région parisienne où l'on vous regarde de travers lorsque vous demandez une poche ou des chocolatinnes...

Rémi, dit « M. Phan » (prononcé faon), m'a cependant présenté des personnes géniales telles que Virge, Ben, Karim, Sysy, Virginie, Charles, Chloé, Mathias... Merci à tous pour les soirées de fous passées et à venir ! Je décerne une mention spéciale au gros Ben pour nos séances de Basket dominicales !

Ces remerciements ne seraient pas complets si je ne faisais pas référence à mes copains Pirateux ! Merci à l'ensemble de mes camarades de guilde avec qui j'ai passé un temps considérable à élaborer des stratégies afin de garantir notre suprématie sur l'île... Je décerne une mention spéciale à Loïc pour les pizzas « cheats » !

Enfin, je terminerai, comme promis à mes collègues, cette séquence de remerciements par des non-remerciements !

Je ne remercie donc pas mes collègues du TSG, Christophe, Philippe et Charles pour m'avoir considéré comme un stagiaire pendant ces trois années de thèse. Je doute que l'obtention du titre de docteur ne change quoi que ce soit, mais on ne sait jamais !

Je tiens également à ne pas remercier l'ensemble des personnes, dont l'énumération serait longue et fastidieuse, qui m'ont demandé quotidiennement où en était la rédaction du manuscrit et si j'avais une date pour la soutenance...



# Sommaire

---

Remerciements .....	3
Sommaire .....	6
Introduction générale.....	12
Chapitre 1 - Généralités sur les HEMTs AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	14
1.1 Propriétés du Ga <sub>N</sub> .....	15
1.1.1 Propriétés physiques .....	15
1.1.2 Polarisation spontanée et piézoélectrique.....	16
1.1.2.1 Polarisation spontanée.....	17
1.1.2.2 Polarisation piézoélectrique .....	17
1.2 Le HEMT AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	18
1.2.1 Principe de fonctionnement .....	18
1.2.1.1 Généralités.....	18
1.2.1.2 Structure classique du HEMT AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	18
1.2.1.3 L'hétérojonction AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	20
1.2.1.4 Le contact de grille Schottky.....	23
1.2.1.5 Les contacts ohmiques .....	25
1.2.2 Fabrication des HEMTs .....	26
1.2.2.1 Méthodes d'épitaxie du Ga <sub>N</sub> .....	26
1.2.2.2 Les substrats .....	27
1.2.2.3 Le dopage .....	28
1.2.2.4 La passivation.....	29
1.2.2.5 Le plateau de champ ou « field plate ».....	29
1.2.3 Etat de l'art : Performances et applications .....	30
1.3 Effets parasites et mécanismes de dégradation.....	33
1.3.1 Mécanismes de dégradation activés thermiquement.....	34
1.3.2 Mécanismes de piégeage.....	35
1.3.2.1 Pièges de surface .....	35
1.3.2.2 Pièges de substrat .....	37
1.3.3 Effet piézoélectrique inverse.....	38
1.4 Conclusions du chapitre.....	38
Références du chapitre 1 .....	40



Chapitre 2 - Technologies GH50-10 et GH25-10 .....	48
2.1 Présentation des technologies GH50 et GH25 .....	49
2.1.1 La technologie GH50 .....	49
2.1.1.1 Structure et fabrication .....	49
2.1.1.2 Applications .....	53
2.1.2 La technologie GH25 .....	54
2.1.2.1 Structure et fabrication .....	54
2.1.2.2 Eléments passifs .....	54
2.1.2.3 Applications .....	56
2.1.3 Synthèse .....	56
2.2 Caractérisation électrique statique des HEMTs.....	57
2.2.1 Caractéristiques d'entrée.....	57
2.2.1.1 Caractéristique en direct de la diode .....	57
2.2.1.2 Caractéristique en inverse de la diode.....	59
2.2.2 Caractéristiques de sortie et de transfert .....	60
2.2.2.1 Caractéristique de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ .....	60
2.2.2.2 Caractéristique de transfert $I_{DS}(V_{GS})$ .....	62
2.2.3 Synthèse .....	63
2.3 Contribution à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement.....	64
2.3.1 Caractérisation d'éléments passifs de la technologie GH25 .....	65
2.3.1.1 Etude des résistances TaN.....	65
2.3.1.2 Etude des résistances GaN .....	71
2.3.2 Mesures de tension de claquage sur des HEMTs de la technologie GH50.....	76
2.3.2.1 Claquage de la diode polarisée en inverse .....	76
2.3.2.2 Claquage en mode transistor : « off-state ».....	78
2.3.2.3 Claquage en mode transistor : « on-state » .....	80
2.3.3 Synthèse .....	82
2.4 Conclusions du chapitre.....	83
Références du chapitre 2 .....	86
Chapitre 3 - Caractérisation des effets parasites sur les technologies HEMT GaN d'UMS ....	88
3.1 Caractérisation de l'effet de coude .....	89
3.1.1 L'effet de coude dans les HEMTs AlGaIn/GaN .....	89
3.1.2 Caractérisation électrique.....	90
3.1.2.1 Etude des caractéristiques I-V DC à 300K.....	90
3.1.2.2 Etude des caractéristiques I-V DC en fonction de la température .....	92

3.1.2.3 Etude du processus de piégeage .....	96
3.1.2.4 Etude du processus de dé-piégeage .....	98
3.1.2.5 Conclusions sur les processus de piégeage et de dé-piégeage .....	101
3.1.2.6 Etude des caractéristiques de sortie en DC pulsé.....	102
3.1.3 Mesures isothermes de transitoire de courant de drain .....	103
3.1.3.1 Principe de la mesure .....	103
3.1.3.2 Mesures de transitoires de courant de drain à 300K .....	104
3.1.3.3 Mesures de transitoire de courant de drain en fonction de la température.....	106
3.1.3.4 Calcul des énergies d'activation et des sections de capture .....	108
3.1.4 Synthèse et conclusions .....	111
3.2 Caractérisation du mécanisme de « runaway » .....	113
3.2.1 Le mécanisme de « runaway » dans les HEMTs AlGaIn/GaN .....	113
3.2.2 Caractérisation électrique.....	115
3.2.2.1 Etude des caractéristiques de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ .....	115
3.2.2.2 Etude des caractéristiques de transfert $I_{DS}(V_{GS})$ .....	119
3.2.2.3 Etude de la reproductibilité et de la réversibilité du mécanisme de « runaway » .....	120
3.2.2.4 Etude des effets du vieillissement sur le mécanisme de « runaway ».....	123
3.2.2.5 Etude des mécanismes de conduction .....	124
3.2.3 Caractérisation électro-optique .....	129
3.2.3.1 Mesures thermiques infrarouge .....	129
3.2.3.2 Mesures EMMI .....	134
3.2.4 Méthodes de sélection des composants avant les tests de vieillissement .....	137
3.2.4.1 A partir des caractéristiques de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ .....	137
3.2.4.2 A partir des caractéristiques de transfert $I_{DS}(V_{GS})$ .....	138
3.2.5 Synthèse et conclusions .....	138
3.3 Caractérisation de l'effet parasite « belly shape » .....	140
3.3.1 L'effet « belly shape » dans les HEMTs AlGaIn/GaN.....	140
3.3.2 Caractérisation électrique.....	141
3.3.2.1 Analyses préliminaires .....	141
3.3.2.2 Mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille.....	144
3.3.2.3 Etude de la caractéristique en direct de la diode Schottky en fonction de la température.....	148
3.3.2.4 Etude des pièges responsables de l'apparition de l'effet « belly shape ».....	153
3.3.2.5 Test de répartition des charges : $V_{GS} = V_{DS} = 0V$ à $150^{\circ}C$ pendant 48h .....	154
3.3.3 Caractérisation électro-optique .....	155

3.3.3.1 Préparation des échantillons.....	155
3.3.3.2 Mesures EMMI en mode transistor.....	157
3.3.3.3 Mesures EMMI en mode diode polarisée en inverse.....	158
3.3.3.4 Mesures EMMI en mode diode polarisée en direct.....	159
3.3.4 Détection des pièces à risque .....	161
3.3.4.1 Corrélacion avec les paramètres électriques initiaux.....	161
3.3.4.2 Corrélacion avec la position sur le wafer.....	163
3.3.4.3 Corrélacion avec le mécanisme de « runaway ».....	164
3.3.4.4 Définition d'un test de « burn-in ».....	165
3.3.5 Synthèse et conclusions .....	169
3.4 Conclusions du chapitre.....	171
Références du chapitre 3 .....	174
Chapitre 4 - Etude de la fiabilité de la technologie GH25 .....	178
4.1 Présentation des variantes technologiques .....	179
4.1.1 Gravure locale du nitrure .....	179
4.1.2 Changement de la métallisation de grille.....	179
4.1.3 « Early passivation » .....	179
4.1.4 Changement du procédé de nettoyage avant dépôt du pied de grille.....	179
4.1.5 Changement du taux d'aluminium de la couche AlGaN .....	180
4.1.6 Synthèse .....	180
4.2 Généralités sur la fiabilité des composants électroniques .....	180
4.2.1 Approche mathématique .....	180
4.2.1.1 Probabilité et fiabilité.....	180
4.2.1.2 Définition des paramètres MTTF et $t_{50}$ .....	182
4.2.1.3 Lois de distribution.....	182
4.2.1.4 La loi d'Arrhenius .....	184
4.2.2 Tests de fiabilité et critères de défaillance.....	185
4.2.2.1 Tests de type HTRB .....	186
4.2.2.2 Tests de type HTOL .....	186
4.2.2.3 Tests de type DCLT .....	187
4.2.2.4 Tests de type RFLT .....	187
4.2.2.5 Suivi des performances électriques et critères de défaillance .....	187
4.2.3 Synthèse .....	188
4.3 Impact des variantes technologiques sur la fiabilité.....	189
4.3.1 Impact du procédé LRE .....	190

4.3.1.1 Tests de type HTRB .....	190
4.3.1.2 Tests de type HTOL .....	192
4.3.2 Impact du procédé « Early passivation » et du changement de métal de grille .....	194
4.3.2.1 Tests de type HTRB .....	195
4.3.2.2 Tests de type HTOL .....	196
4.3.2.3 Impact sur le mécanisme de « runaway » .....	198
4.3.3 Impact du procédé LRE sur des composants provenant d'un même lot.....	199
4.3.3.1 Tests de type HTRB .....	199
4.3.3.2 Tests de type HTOL .....	200
4.3.3.3 Caractéristiques en direct de la diode Schottky .....	201
4.3.4 Impact du changement de procédé de nettoyage avant le dépôt du métal de grille et du changement de taux d'aluminium .....	202
4.3.4.1 Tests de type HTRB .....	202
4.3.4.2 Tests de type HTOL .....	204
4.4 Estimation du paramètre $t_{50}$ .....	206
4.5 Analyse de défaillance .....	208
4.5.1 Présentation et description de l'analyse .....	208
4.5.2 Analyse électrique .....	208
4.5.3 Analyse physique .....	210
4.5.4 Interprétation .....	212
4.6 Conclusions du chapitre.....	214
4.6.1 Modes de dégradation et effets parasites .....	214
4.6.2 Impact des variantes technologiques.....	215
4.6.3 Origine physique des dégradations et des effets parasites .....	218
Références du chapitre 4 .....	220
Conclusion générale .....	224
Publications relatives à ces travaux.....	228
Résumé .....	229



# Introduction générale

---

Depuis le début des années 90, les filières dites à large bande interdite sont venues compléter l'éventail déjà étendu des technologies utilisées pour les capteurs, l'optique, l'électronique de puissance et l'électronique des hautes fréquences. Les technologies à base de nitrure de gallium (GaN), d'énergie de bande interdite directe de 3,39 eV, possèdent des qualités intrinsèques remarquables pour la réalisation d'amplificateurs de puissance microonde telles que : une conductivité thermique élevée, un champ de claquage élevé et une mobilité électronique élevée. Ces technologies constituent donc un axe prometteur pour le développement des systèmes qui mettent en jeu des niveaux de puissance élevés dans le domaine des hyperfréquences : les télécommunications, le spatial, la défense et l'automobile.

Cependant, les technologies à base de GaN sont encore peu matures et nécessitent une étude approfondie des mécanismes de dégradation et des effets parasites afin de garantir leur fiabilité à long terme. En effet, ces effets parasites peuvent dégrader les performances électriques des composants au cours du temps et donc réduire leur durée de vie.

La société United Monolithic Semiconductors (UMS) conçoit, produit et vend des composants et des circuits intégrés microondes et millimétriques à base de matériaux III-V dont deux technologies à base de GaN : GH50 et GH25. Ces deux technologies sont actuellement en phase d'industrialisation et font l'objet d'essais de vieillissement accélérés afin de garantir 20 ans de durée de vie.

Cette thèse s'inscrit intégralement dans le cadre de la qualification des technologies GaN de UMS et plus particulièrement celle de la technologie GH25. Au cours de cette thèse, la définition, la mise en œuvre et l'analyse des campagnes d'essai de fiabilité dans le cadre de l'évaluation de la filière GH25-10 ont été effectuées et les effets parasites associés à la technologie ont été caractérisés.

Le travail effectué sur la caractérisation des effets électriques s'inscrit également dans le cadre du projet ANR ReAGaN (Reliability Assesment of Gallium Nitride technologies) qui regroupe trois partenaires académiques, le LAAS à Toulouse, le LEPMI à Grenoble et l'IMS à Bordeaux (porteur du projet) ainsi que trois partenaires industriels, SERMA à Grenoble, Thalès Research and Technology à Orsay et UMS à Villebon et qui bénéficie du support de la DGA. Ce projet vise à proposer une méthodologie de caractérisation électrique et physique dédiée à l'analyse de défaillance des technologies GaN et apporte un soutien direct à l'industrialisation des technologies GaN de UMS.

Ce manuscrit est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre traite des généralités sur les HEMTs AlGaIn/GaN. Les propriétés physiques du GaN sont d'abord présentées, puis le principe de fonctionnement du HEMT est expliqué, enfin un état de l'art sur les performances et les applications est donné ; enfin, les différents effets parasites et mécanismes de dégradation recensés sur les HEMTs AlGaIn/GaN sont brièvement décrits.

Le deuxième chapitre est consacré à la description des deux technologies GH50 et GH25 de UMS. Après avoir présenté les spécificités de chacune des technologies, les caractéristiques électriques statiques en fonction de la température de HEMTs de chaque technologie sont montrées et les effets parasites sont identifiés. Pour finir, les éléments passifs de la technologie GH25 sont caractérisés électriquement et thermiquement puis des mesures de claquage sont réalisées sur des HEMTs de la technologie GH50, ce qui permet l'évaluation de l'aire de sécurité de fonctionnement.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude des effets parasites rencontrés sur les deux technologies GH50 et GH25. Chaque effet parasite est décrit puis caractérisé de façon approfondie. Des mesures électriques statiques en fonction de la température sont d'abord réalisées afin d'identifier la nature des effets parasites (pièges, mécanisme de conduction, courant de fuite...) puis des mesures électro-optiques sont mises en œuvre afin de localiser physiquement l'origine de l'effet parasite étudié.

Le dernier chapitre se concentre sur l'étude de la fiabilité de la filière GH25. Après avoir présenté les différentes variantes technologiques et leurs impacts attendus, les tests de vieillissement accéléré mis en œuvre à UMS sont décrits. Enfin, les résultats obtenus pour les différentes variantes technologiques sont analysés afin d'évaluer leur impact sur la fiabilité de la technologie GH25 et d'identifier les mécanismes de dégradation et les effets parasites.

# Chapitre 1

## Généralités sur les HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>

---

Devant le besoin toujours croissant en termes de puissance et de fréquence dans les domaines des télécommunications, du spatial, de la défense et de l'automobile, les HEMTs basés sur l'hétérojonction AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> sont à ce jour les meilleurs candidats pour succéder aux filières HEMT à base de GaAs. Les composants à base de Ga<sub>N</sub> présentent en effet, grâce aux propriétés physiques des matériaux Ga<sub>N</sub> et AlGa<sub>N</sub>, des performances très intéressantes pour l'électronique de puissance aux hautes fréquences. Cependant, leurs performances peuvent être affectées par des effets parasites de fonctionnement qui sont dans la plupart des cas causés par des niveaux de pièges non seulement présents dans les couches épitaxiales du HEMT, mais aussi aux interfaces et en surface au voisinage de la grille et à l'interface avec la passivation.

En raison des propriétés physiques du matériau Ga<sub>N</sub> et des conditions de fonctionnement des composants, ces derniers sont sujets à plusieurs nouveaux mécanismes de dégradation non traditionnellement observés sur les autres matériaux semi-conducteurs. En effet, les HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> opèrent à des valeurs de tension de drain, de champ électrique et de température plus élevées que les autres dispositifs réalisés en technologies Si et GaAs. De plus, la nature piézoélectrique du Ga<sub>N</sub> introduit des risques du fait des contraintes mécaniques induites par le fort champ électrique. Enfin, les performances et la fiabilité peuvent être affectées par des défauts localisés dans la couche AlGa<sub>N</sub>, dans le substrat ou en surface.

Ce premier chapitre traite donc des généralités sur les HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>. Dans un premier temps, les propriétés clés du nitrure de gallium, qui jouent un rôle prépondérant dans le fonctionnement des HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, sont présentées. Dans un deuxième temps, le principe de fonctionnement du HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> est expliqué en détail. Enfin, un état de l'art sur les performances et les applications des produits actuellement sur le marché est donné. Pour finir, les différents effets parasites et mécanismes de dégradation recensés à ce jour sur les HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> sont décrits.



## 1.1 Propriétés du GaN

### 1.1.1 Propriétés physiques

Le nitrure de Gallium se présente sous trois formes cristallines : wurtzite, zinc blende et NaCl (qui ne sera pas traitée ici car elle correspond à la version haute pression). Les deux autres structures présentent chacune leurs propres avantages. La structure zinc blende permet par exemple d'obtenir des composants avec une fréquence de coupure et une transconductance plus élevées. Ceci s'explique par la vitesse de saturation électronique plus élevée car la masse effective de l'électron dans le GaN y est plus faible :  $m^* = 0,13m_e$  dans la structure zinc blende contre  $m^* = 0,2m_e$  dans la structure wurtzite, avec  $m_e$  la masse de l'électron dans le vide. La structure wurtzite permet d'obtenir des composants présentant une tension de claquage plus élevée, ce qui conduit entre autre à l'obtention d'une puissance de sortie maximale supérieure [Farahmand2000]. Cependant, la structure zinc blende (cubique) étant moins stable que la version wurtzite (hexagonale), elle n'est pas utilisée pour la fabrication des HEMTs à base de GaN [Bougrov2001]. Nous nous concentrerons donc par la suite sur les propriétés de la structure wurtzite.

Le matériau GaN sous forme wurtzite consiste en une alternance de plans d'atomes de gallium et de plans d'atomes d'azote suivant l'axe [0001] et se décline selon deux directions cristallographiques différentes : face-Ga et face-N selon la direction de la liaison Ga→N qui correspond par convention à la direction [0001]. Si cette liaison pointe vers l'interface alors le cristal est de type face-Ga et si elle pointe en direction du substrat alors le cristal est de type face-N. Une représentation schématique du GaN wurtzite selon les deux orientations possibles est donnée en figure 1-1. Nous verrons par la suite l'importance de l'orientation cristalline du GaN pour le fonctionnement du HEMT AlGaN/GaN.

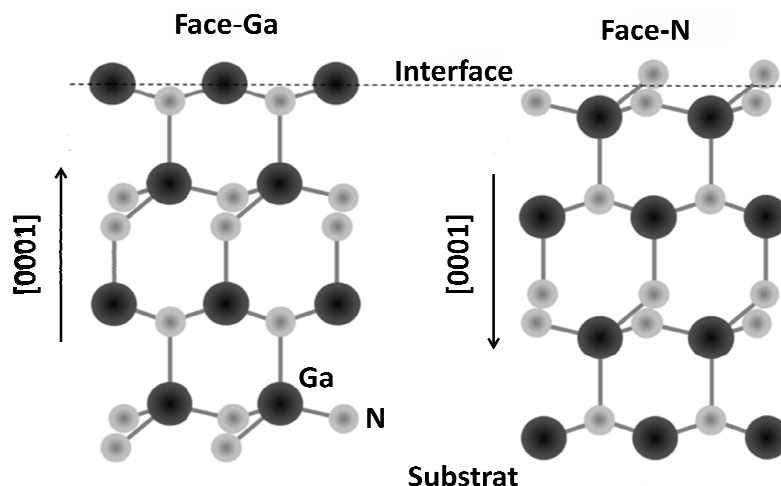


Figure 1-1 : Cristal GaN de forme wurtzite face-Ga (gauche) et face-N (droite)

Le tableau 1-1 regroupe les principales propriétés électriques et thermiques du GaN wurtzite et de ses principaux concurrents [NSM].

Propriétés à 300K	GaN	GaAs	Si	4H-SiC
Bande interdite (eV)	3,39	1,42	1,12	3,23
Champ de claquage $E_c$ (V.cm <sup>-1</sup> )	3,3x10 <sup>6</sup>	4x10 <sup>5</sup>	3x10 <sup>5</sup>	3x10 <sup>6</sup>
Vitesse de saturation maximale des électrons (cm.s <sup>-1</sup> )	2,6x10 <sup>7</sup>	2x10 <sup>7</sup>	1x10 <sup>7</sup>	2x10 <sup>7</sup>
Mobilité des électrons (cm <sup>2</sup> .V <sup>-1</sup> .s <sup>-1</sup> )	1000	8500*	1400	800
Mobilité des trous (cm <sup>2</sup> .V <sup>-1</sup> .s <sup>-1</sup> )	200	400	450	120
Masse effective de l'électron	0,2m <sub>0</sub>	0,063m <sub>0</sub>	0,98m <sub>0</sub>	0,29
Densité d'états dans la bande de conduction (cm <sup>-3</sup> )	2,2x10 <sup>18</sup>	4,5x10 <sup>17</sup>	3,2x10 <sup>19</sup>	-
Constante diélectrique (statique)	8,9	12,9	11,7	9,7
Conductivité thermique (W.cm <sup>-1</sup> .°C <sup>-1</sup> )	1,3	0,5	1,5	4,5
Température de fusion (°C)	2500	1240	1412	3100
Facteur de mérite de Johnson $\left(\frac{E_c V_{sat}}{2\pi}\right)^2$ (normalisé au Si)	820	7	1	400

\* Dans l'hétérostructure

Tableau 1-1 : Propriétés physiques du GaN wurtzite et de ses principaux concurrents

La large bande interdite du GaN (3,39 eV à 300K) lui confère un champ de claquage électrique plus élevé que celui de ses concurrents (plus de 10 fois supérieur) et donc des tensions de claquage bien plus élevées, ce qui se traduit par une plus grande disposition aux applications de puissance. Sa vitesse de saturation électronique élevée (2,6x10<sup>7</sup> cm.s<sup>-1</sup> à 300K), plus élevée que celles de ses concurrents, autorise un fonctionnement à des fréquences très élevées. Notons que la faible mobilité des électrons dans le GaN, qui joue également sur la fréquence, peut s'élever à 2000 cm<sup>2</sup>.V<sup>-1</sup>.s<sup>-1</sup> dans le cadre de l'hétéro-structure AlGaIn/GaN. La forte mobilité des électrons une fois confinés dans le canal du HEMT AlGaIn/GaN combinée à la forte densité d'états dans la bande de conduction font qu'il est possible de délivrer de fortes densités de courant à des fréquences comparables à celles visées dans le cas des HEMTs à base de GaAs. La plus forte conductivité thermique du GaN par rapport au GaAs lui confère une meilleure capacité à évacuer la chaleur, ce qui constitue là encore un atout pour les applications de puissance à fort courant et fort champ électrique. Cependant, sa très haute température de fusion rend difficile la fabrication d'un substrat à base de GaN, obligeant ainsi à le déposer par hétéro-épitaxie sur un substrat de silicium (Si), de carbure de silicium (SiC) ou de saphir (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>).

### 1.1.2 Polarisation spontanée et piézoélectrique

Le GaN wurtzite est également préféré au GaN zinc-blende pour la fabrication des HEMTs AlGaIn/GaN puisqu'il est le seul à présenter des propriétés de polarisation spontanée et piézoélectrique du fait de sa structure cristalline hexagonale.

### 1.1.2.1 Polarisation spontanée

Le GaN wurtzite est un composé fortement ionique dans lequel les barycentres des charges positives et négatives ne coïncident pas, le gallium étant moins électronégatif que l'azote. Il en résulte une succession de dipôles orientés suivant le même axe, de l'atome d'azote vers l'atome de gallium, que l'on notera  $\vec{P}_{sp}$  (figure 1-2). Cette polarisation n'est due qu'à la liaison polaire entre l'atome de gallium et les atomes d'azote et existe donc à l'état d'équilibre en l'absence de toute contrainte externe.

Cette polarisation spontanée se manifeste aux interfaces du matériau avec le vide, ou avec un autre composé. Elle crée une charge à l'interface qui vaut  $\vec{P}_{sp} \cdot \vec{n}$  entre le matériau et le vide, ou  $[\vec{P}_{sp}(A) - \vec{P}_{sp}(B)] \cdot \vec{n}$  à l'interface entre deux matériaux A et B ;  $\vec{n}$  est le vecteur unité normal à la surface.

### 1.1.2.2 Polarisation piézoélectrique

Les matériaux piézoélectriques sont caractérisés par leur propension à répondre à des contraintes mécaniques par un champ électrique de manière proportionnelle, et réciproquement. Ainsi, dans le GaN comme dans tout matériau semi-conducteur à phase wurtzite, une polarisation piézoélectrique est induite sous l'effet d'une contrainte mécanique extérieure. Cette polarisation est due à la déformation des liaisons covalentes entre l'atome de gallium et les atomes d'azote et sera notée  $\vec{P}_{pz}$  (figure 1-2).

Ainsi, la polarisation totale (notée  $\vec{P}_{tot}$ ) de la structure cristalline du GaN est la somme algébrique de deux contributions : la polarisation spontanée qui est présente dans la structure à l'état d'équilibre et la polarisation piézoélectrique qui apparaît suite à l'application d'une contrainte mécanique extérieure comme montré sur la figure 1-2.

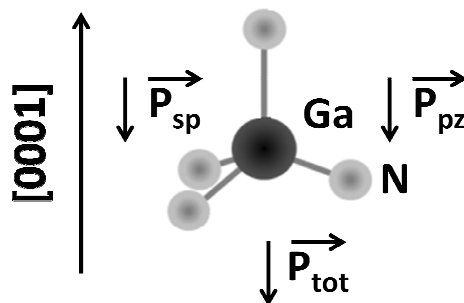


Figure 1-2 : Polarisation spontanée et piézoélectrique du GaN wurtzite

Nous verrons dans la prochaine section l'importance des effets des polarisations spontanée et piézoélectrique pour la réalisation des HEMTs AlGaN/GaN.

## 1.2 Le HEMT AlGaN/GaN

Le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor), également connu sous le nom TEGFET (Two dimensional Electron Gas Field Effect Transistor) ou MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor), ou encore SDHT (Selectively Doped Heterojunction Transistor), a été conçu et réalisé simultanément au sein de deux laboratoires, Thomson LCR en France et Fujitsu au Japon en 1980.

### 1.2.1 Principe de fonctionnement

#### 1.2.1.1 Généralités

Le principe de base du HEMT consiste à mettre à profit les propriétés de haute mobilité d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2-DEG) formé à l'interface d'une hétérojonction, c'est à dire une jonction entre deux matériaux ayant des largeurs de bande interdite différentes. Cette hétérojonction est choisie de façon à créer une discontinuité localisée de la bande de conduction en dessous du niveau de Fermi, ce qui va avoir pour effet de confiner les porteurs libres dans un puits quantique. Il est alors important de signaler que les matériaux semi-conducteurs de part et d'autre de l'hétérojonction doivent présenter des constantes cristallographiques assez proches de manière à éviter la génération de dislocations à l'interface et la dégradation de la mobilité des porteurs. En effet, la mobilité des porteurs libres dans le canal dépend avant tout de la qualité cristallographique de l'hétérostructure, notamment au niveau de l'interface où se forme le puits de potentiel. Egalement, les porteurs libres sont éloignés spatialement de leur noyau d'origine et sont donc plus mobiles en raison de la diminution des interactions coulombiennes.

L'objectif de la structure des transistors HEMTs est donc d'amener les électrons libres d'une couche semi-conductrice à se déplacer dans une autre couche semi-conductrice dans laquelle va se former le gaz bidimensionnel d'électrons, de manière à bénéficier d'une plus grande mobilité électronique. La densité des porteurs dans le canal est ensuite contrôlée par une tension appliquée sur un contact redresseur de type Schottky dont le fonctionnement sera expliqué ultérieurement.

#### 1.2.1.2 Structure classique du HEMT AlGaN/GaN

La structure épitaxiale du HEMT AlGaN/GaN est présentée sur la figure 1-3. Elle se compose essentiellement :

- D'un substrat sur lequel est réalisée la croissance des différentes couches constituant le composant. Ce dernier est en général à base de SiC, Si ou Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> et son épaisseur varie de 100 µm à 500 µm.
- D'une couche buffer en GaN dans laquelle va se former le canal bidimensionnel (2-DEG) à la surface. Son épaisseur relativement importante (entre 0,5 µm et 4 µm)

lui permet d'être relaxée et donc de ne pas présenter de polarisation piézoélectrique [Chinkyô1996].

- D'une couche barrière en  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  (où  $x$  représente la fraction molaire d'aluminium) dont la largeur de bande interdite est plus grande que celle du buffer en GaN. Il se crée ainsi une discontinuité de la bande de conduction, ce qui va avoir pour effet de confiner les porteurs dans un puits de potentiel (voir §1.2.1.3) à l'interface entre les deux matériaux. La faible épaisseur de cette couche (entre 3 et 30 nm) par rapport à celle de la couche buffer induit une contrainte mécanique et donc une polarisation piézoélectrique.

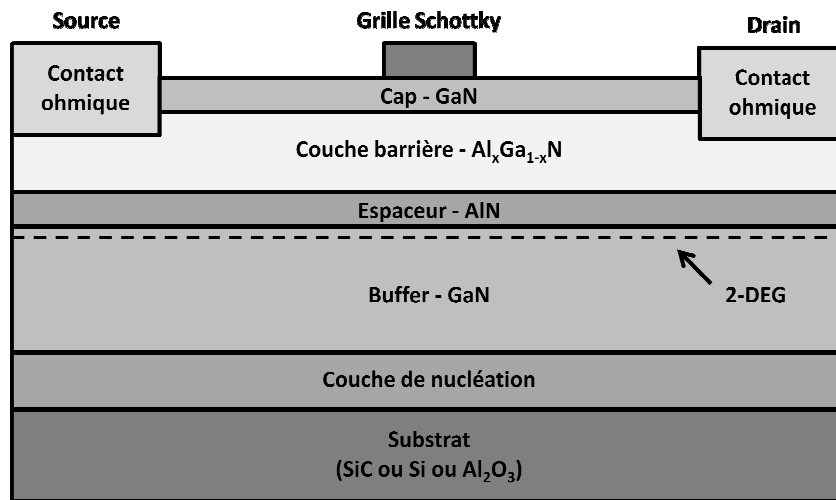


Figure 1-3 : Structure schématique du HEMT AlGaIn/GaN

L'effet transistor recherché est ensuite obtenu à l'aide de trois électrodes : la grille, la source et le drain. Les contacts de source et de drain sont de type ohmique et doivent présenter une faible résistance de contact de façon à minimiser la valeur des résistances d'accès. Le contact de grille de type Schottky permet de moduler les zones de charge d'espace dans les couches situées en dessous et donc la densité de porteurs dans le canal.

Il est important de noter que le HEMT étant un transistor à déplétion (aussi appelé « normally-on »), il est alors nécessaire d'appliquer une tension négative entre la grille et le drain afin de « dépléter » le canal bidimensionnel. Du fait de sa structure et des propriétés physiques des différents matériaux le constituant, le HEMT AlGaIn/GaN peut être sujet à des phénomènes parasites qui l'empêcheront de fonctionner dans des conditions optimales. Ainsi, les couches suivantes sont généralement ajoutées à la structure préalablement décrite :

- La couche de nucléation (de l'ordre de 1  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) permet, grâce à la succession de fines couches à base de nitrure d'aluminium, de réduire le désaccord de maille entre le substrat et le buffer GaN. Cela permet de réduire la contrainte mécanique dans le buffer GaN et donc d'obtenir une meilleure qualité cristallographique dans ce dernier du fait de la réduction du nombre de dislocations.

Ainsi, les propriétés de conduction des porteurs dans le canal bidimensionnel sont grandement améliorées [Koleske2002].

- La couche espaceur en AlN, dont l'épaisseur est d'environ 1 nm, permet de diminuer l'interaction coulombienne entre les électrons libres et les sites donneurs. Les électrons sont mieux confinés dans le puits de potentiel et présentent ainsi une mobilité électronique plus élevée [Smorchkova2001].
- La couche de protection en GaN, appelée « cap » et d'épaisseur inférieure à 5 nm, protège la couche barrière contre l'oxydation afin de limiter les courants de fuite [Liu2011] [Sheu2005].

La structure du HEMT AlGaIn/GaN ayant été présentée, nous allons maintenant nous intéresser plus particulièrement à l'hétérojonction AlGaIn/GaN afin d'expliquer la manière dont le gaz d'électrons bidimensionnel est formé.

### 1.2.1.3 L'hétérojonction AlGaIn/GaN

L'hétérojonction AlGaIn/GaN est donc réalisée par la mise en contact d'une couche AlGaIn et d'une couche GaN qui présentent des largeurs de bande interdite différentes. En effet, l'énergie de bande interdite du GaN est de 3,39 eV à température ambiante, et celle du matériau AlN de 6,2 eV. L'énergie de la bande interdite du composé ternaire  $Al_xGa_{1-x}N$  en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $x$  est donnée par l'équation 1-1 [Mathieu2009] :

$$Eg[Al_xGa_{1-x}N] = xEg[AlN] + (1-x)Eg[GaN] - bx(1-x) \quad Eq.1-1$$

avec  $b$  le paramètre de non linéarité. La figure 1-4 présente l'évolution de l'énergie de la bande interdite en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $x$  avec  $b = 1.3$  eV [Mathieu2009].

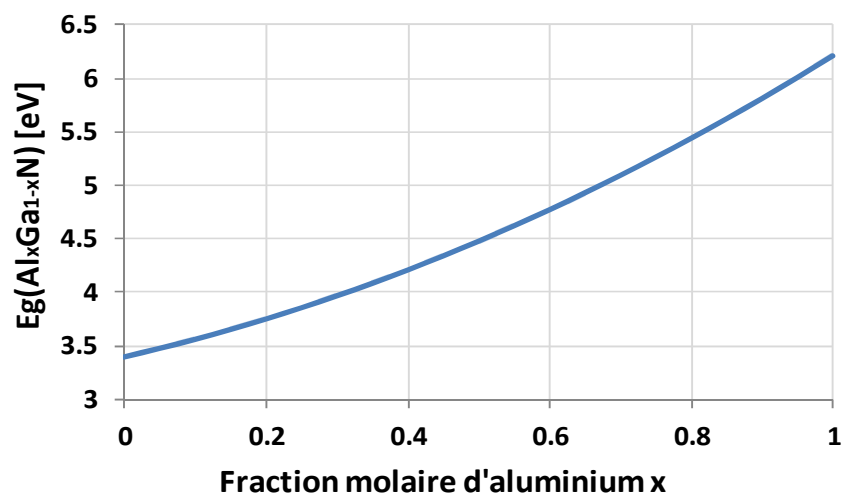


Figure 1-4 : Evolution de l'énergie de bande interdite de l' $Al_xGa_{1-x}N$  en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $x$

La largeur de bande interdite de la couche  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  sera toujours supérieure à celle de la couche GaN, quelle que soit la fraction molaire d'aluminium. Plus la fraction molaire d'aluminium sera grande et plus l'énergie de bande interdite de l'AlGaN sera élevée. Cela aura pour effet d'augmenter les discontinuités des bandes de conduction et de valence et donc de mieux confiner les électrons dans le puits de potentiel, engendrant alors une augmentation de la densité des porteurs dans le canal. Cependant, cette augmentation de la densité des porteurs va de pair avec une augmentation de l'épaisseur du canal. Les électrons se déplacent alors plus près de l'hétéro-interface, région où le cristal est de moins bonne qualité, ce qui entraîne une chute de la mobilité des électrons [Curutchet2005].

Du fait de la différence des paramètres de maille entre les couches AlGaN et GaN, les hétérojonctions AlGaN/GaN sont le siège de contraintes mécaniques. La couche GaN étant beaucoup plus épaisse que la couche AlGaN, elle est considérée comme relaxée et va imposer son paramètre de maille à la couche AlGaN qui est donc contrainte. Ainsi, seule la polarisation piézoélectrique de la couche AlGaN sera considérée.

L'hétérostructure face-Ga présentant de meilleures propriétés de transport des électrons que l'hétérostructure face-N, c'est donc la première qui a été retenue pour la réalisation des HEMTs AlGaN/GaN [Ambacher2000]. Dans le cas d'une structure face-Ga avec une couche AlGaN en tension, la polarisation piézoélectrique de la couche AlGaN est de même polarité que la polarisation spontanée. La polarisation à l'interface  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}/\text{GaN}$  peut alors s'exprimer de la façon suivante :

$$P[\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}/\text{GaN}] = P_{pz}[\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}] + P_{sp}[\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}] - P_{sp}[\text{GaN}] \quad \text{Eq1.2}$$

La figure 1-5 présente les effets de polarisation spontanée et piézoélectrique dans l'hétérojonction  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}/\text{GaN}$  face-Ga.

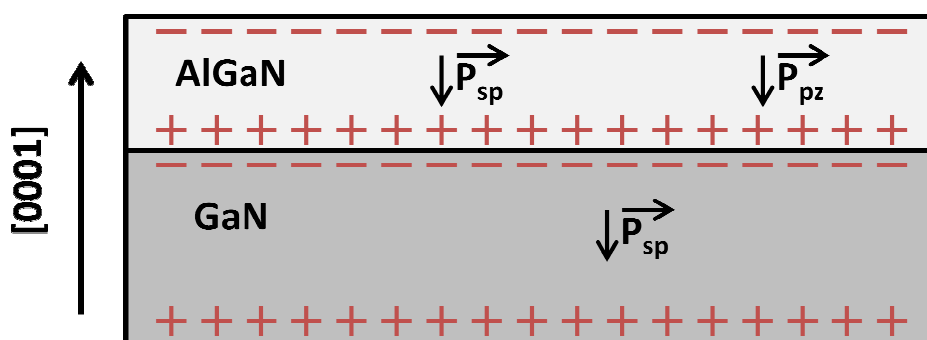


Figure 1-5 : Polarisations spontanées et piézoélectriques et répartition des charges dans l'hétérojonction AlGaN/GaN face-Ga

Ces polarisations entraînent la répartition de charges fixes en surface des couches épitaxiales et à l'interface de l'hétérostructure. La polarisation résultante à l'interface AlGaN/GaN face-Ga est positive, les électrons libres tendent alors à compenser cette charge en induisant la formation d'un gaz électronique bidimensionnel à l'interface AlGaN/GaN afin de satisfaire la condition de neutralité électrique [Ambacher2000]. Afin de mieux comprendre

la manière dont le canal est formé, nous allons analyser les diagrammes des bandes d'énergies des matériaux GaN et AlGa<sub>1-x</sub>N qui sont représentés sur la figure 1-6 :

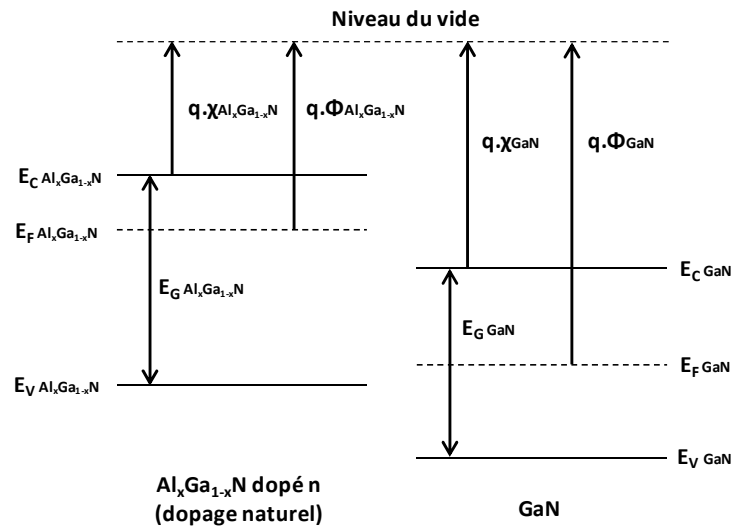


Figure 1-6 : Diagramme des bandes d'énergie des matériaux Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N (dopé n) et GaN (non dopé)

Avec  $\chi$  l'affinité électronique,  $\Phi$  le travail de sortie,  $E_g$  la valeur de bande interdite,  $E_C$  le niveau d'énergie de la bande de conduction,  $E_F$  le niveau d'énergie de Fermi et  $E_V$  le niveau d'énergie de la bande de valence. Selon les règles établies en 1960 par R.L Anderson [Anderson1960] concernant la construction des diagrammes énergétiques des structures à hétérojonction, les niveaux de Fermi doivent s'aligner lors de la mise en contact de deux matériaux présentant des largeurs de bande interdite différentes. Cela provoque une discontinuité des bandes de valence et de conduction, comme illustré sur la figure 1-7 dans le cas de l'hétérojonction AlGa<sub>1-x</sub>N/GaN.

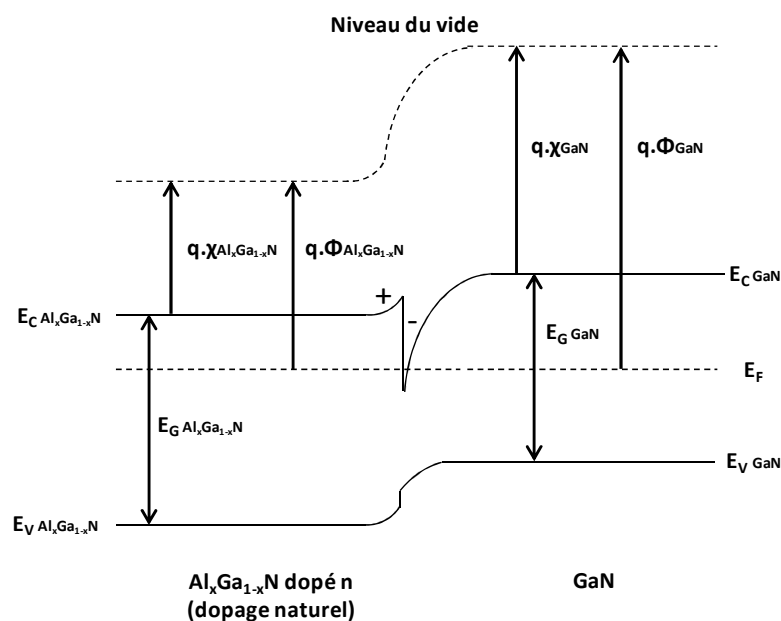


Figure 1-7 : Schéma de la structure de bandes d'énergie de l'hétérojonction AlGa<sub>1-x</sub>N/GaN



La discontinuité de la bande de conduction au niveau de l'interface AlGaIn/GaN, couplée à la répartition de charges induites par les effets de polarisation, permet la formation d'un puits de potentiel quantique supposé triangulaire dans lequel s'accumulent des électrons libres qui bénéficient alors d'une forte mobilité et qui constituent le canal bidimensionnel.

La densité d'électrons dans le canal est ensuite contrôlée par le potentiel appliqué sur l'électrode de grille Schottky.

### 1.2.1.4 Le contact de grille Schottky

Un contact de type Schottky est réalisé par la mise en contact d'un métal et d'un semi-conducteur. Il existe alors à l'interface une barrière de potentiel notée  $\Phi_B$  et donnée par l'expression suivante [Mathieu2009] :

$$q\Phi_B = q\Phi_m - q\chi \tag{Eq1.3}$$

où  $\Phi_m$  représente le travail de sortie du métal,  $\chi$  l'affinité électronique du semi-conducteur et  $q$  la charge de l'électron. La structure des bandes au voisinage de l'interface est conditionnée par la nature du dopage du semi-conducteur et par la différence des travaux de sortie du métal et du semi-conducteur. Le diagramme des bandes d'énergie d'un contact métal/semi-conducteur se construit de façon analogue à celle décrite dans la section 1.2.1.3 concernant l'hétérojonction AlGaIn/GaN.

Dans le cas qui nous intéresse, le travail de sortie du semi-conducteur ( $\Phi_s$ ) est inférieur à celui du métal ( $\Phi_m$ ) (les électrons passent donc du semi-conducteur au métal lors de la mise en contact) et les couches GaN et AlGaIn présentent un dopage résiduel de type n (§ 1.2.2.3). Le système se stabilise à un régime d'équilibre défini par l'alignement des niveaux de Fermi comme illustré sur la figure 1-8.

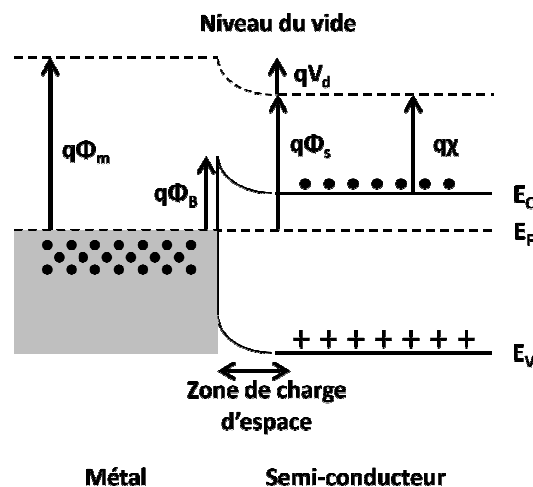


Figure 1-8 : Diagramme des bandes d'énergie d'un contact métal/semi-conducteur (n) avec  $\Phi_m > \Phi_s$  à l'équilibre thermodynamique

Les électrons qui passent du semi-conducteur vers le métal entraînent des modifications énergétiques dans chacun des matériaux. Dans le semi-conducteur, il se crée une zone de déplétion dans laquelle les donneurs ionisés ne sont plus compensés par les électrons formant ainsi une charge d'espace positive. Dans le métal, les électrons s'accumulent à la surface formant une charge d'espace négative. A cette double charge d'espace sont associés un champ électrique et une tension de diffusion (notée  $V_d$ ) qui équilibrent les forces de diffusion et déterminent l'état d'équilibre. Il est à noter que le nombre de charges positives et négatives respectivement développées dans le semi-conducteur et le métal sont égales. La densité d'états dans un métal étant de l'ordre de  $10^{22} \text{ cm}^{-3}$  et typiquement de l'ordre de  $10^{16}$  à  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$  dans un semi-conducteur, il en résulte un étalement de la charge d'espace dans le semi-conducteur beaucoup plus important que dans le métal.

Lorsque l'on polarise la structure par une tension métal/semi-conducteur  $V = V_m - V_s$  positive, la bande de conduction du semi-conducteur s'élève de  $|qV|$  et sa courbure diminue. La barrière semi-conducteur/métal est ainsi réduite alors que la barrière métal/semi-conducteur reste inchangée. L'équilibre est donc rompu et les électrons diffusent du semi-conducteur vers le métal, créant ainsi un courant  $I$  du métal vers le semi-conducteur. On dit que la structure est polarisée en direct. Inversement, si on polarise la structure par une tension métal/semi-conducteur négative, la bande de conduction du semi-conducteur est abaissée de  $|qV|$  et sa courbure augmente. La barrière semi-conducteur/métal qui s'oppose à la diffusion des électrons est ainsi augmentée, on dit que la structure est polarisée en inverse.

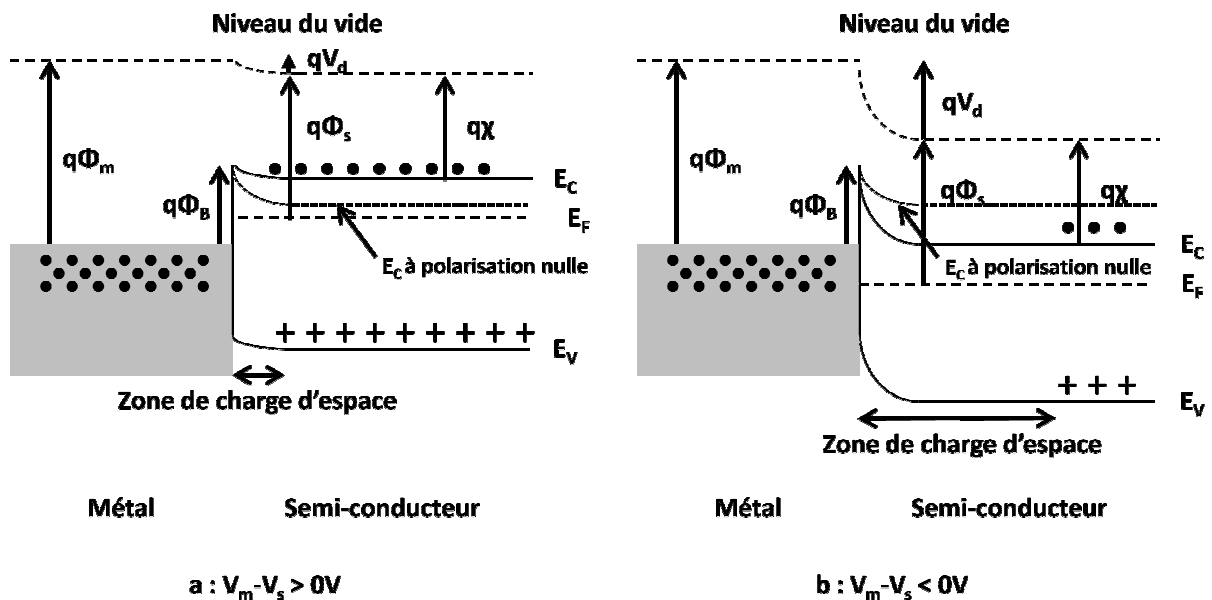


Figure 1-9 : Diagramme des bandes d'énergie d'un contact métal/semi-conducteur (n) avec  $\Phi_m > \Phi_s$  sous polarisation positive (a) et négative (b)

Ainsi, dans le cas du HEMT AlGaIn/GaN, la tension appliquée sur l'électrode de grille Schottky définit la position du niveau de Fermi par rapport au puits de potentiel quantique, et donc la densité d'électrons dans le canal. Il existe en particulier une valeur, nommée tension

de seuil et notée  $V_{Th}$ , qui correspond à la tension de polarisation qu'il faut appliquer sur l'électrode de grille Schottky pour vider le puits de potentiel.

Les contacts Schottky sont en général réalisés en Ni/Pt/Au, Pt/Au, Pt/Ti/Au [Miura2004], Ni/Au [Lee2006] ou encore Mo/Au [Sozza2005] et jouent un rôle prépondérant dans la structure du HEMT vis-à-vis des performances électriques et de la durée de vie des composants. Ainsi, pour une même épitaxie, des composants présentant des contacts Schottky de nature différente vont présenter des caractéristiques électriques potentiellement différentes (en partie en raison de la différence de barrière de potentiel), des mécanismes de dégradation différents et donc des durées de vie différentes.

### 1.2.1.5 Les contacts ohmiques

Un contact ohmique est réalisé, comme le contact Schottky, par la mise en contact d'un métal et d'un semi-conducteur à la différence que les propriétés de transport des électrons entre ces deux matériaux y sont différentes. Le fonctionnement des contacts ohmiques est conditionné par la nature du dopage du semi-conducteur et par la différence des travaux de sortie du métal et du semi-conducteur. Sachant que les couches GaN et AlGaN présentent un dopage résiduel de type n (§ 1.2.2.3), nous allons donc considérer le cas où le semi-conducteur est dopé n et où le métal utilisé pour la réalisation des contacts ohmiques présente un travail de sortie tel que  $\Phi_m < \Phi_s$ .

Le travail de sortie du métal étant inférieur à celui du semi-conducteur, les électrons vont cette fois-ci migrer du métal vers le semi-conducteur lors de la mise en contact du métal et du semi-conducteur. Il se crée ainsi un déficit d'électrons localisé à la surface du métal et une zone d'accumulation très peu étalée dans le semi-conducteur.

Aussi, les bandes de valence et de conduction vont cette fois se courber vers le bas lors de la mise en contact des deux matériaux du fait de la différence des travaux de sortie (figure 1-10). La zone de charge d'espace dans le semi-conducteur correspondant à un régime d'accumulation, il n'y a pas de zone vide de porteurs, par conséquent isolante, à l'interface entre les deux matériaux.

Ainsi, lorsque l'on polarise la structure, la tension n'est plus localisée aux bornes de la zone de la charge d'espace du semi-conducteur (comme c'est le cas dans le contact Schottky) mais distribuée dans tout le semi-conducteur qui est plus résistif que le reste de la structure. Ainsi, tout électron qui arrive à l'interface dans le semi-conducteur passe librement dans le métal et vice-versa.

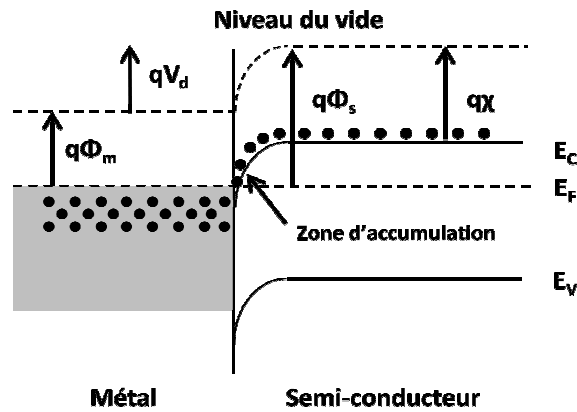


Figure 1-10 : Diagramme des bandes d'énergie d'un contact ohmique avec  $\Phi_m < \Phi_s$  à l'équilibre thermodynamique

Les contacts ohmiques sont réalisés par des structures multicouches, utilisant des métaux comme le titane, l'aluminium, l'or, le nickel, le platine, le molybdène, ou le tantale. Les séquences d'empilement couramment utilisées sont : Ti/Al/Ni/Au, Ti/Al/Ti/Au, Ti/Al/Mo/Au, Ti/Al/Pt/Au, Al/Ti/Ta, Ti/Al ou encore Ti/Al/Au [Zhou2004] [Mohammed2005] [Lin2008] [Curutchet2005]. Ces contacts ohmiques sont réalisés de façon à obtenir une résistivité de contact la plus petite possible et donc une faible résistance d'accès. A titre d'exemple, les contacts ohmiques en Ti/Al/Ni/Au présentent une résistivité de contact spécifique de l'ordre de  $1,26 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$ , et ceux en Ti/Al/Mo/Au présentent une résistivité de contact spécifique de l'ordre de  $4,78 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$  conduisant à une résistance de contact de  $0,4 \Omega \cdot \text{mm}$ .

Enfin, signalons que le dépôt des contacts ohmiques est toujours suivi d'un recuit thermique rapide (de l'ordre de 30 s) effectué à des températures pouvant atteindre  $950 \text{ }^\circ\text{C}$  [Curutchet2005] de façon à mélanger les différents matériaux les constituant.

## 1.2.2 Fabrication des HEMTs

### 1.2.2.1 Méthodes d'épitaxie du GaN

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. Les descriptions des différentes techniques d'épitaxie décrites ci-dessous sont tirées de [Mathieu2009].

L'épitaxie peut être réalisée dans un réacteur HVPE (Hybride Vapour Phase Epitaxy), sur un substrat porté à  $1000 \text{ }^\circ\text{C}$ , à partir d'un mélange gazeux  $\text{GaCl}_3/\text{NH}_3$  comme sources de gallium et d'azote respectivement. Cette technique permet par sa vitesse de croissance élevée, de réaliser d'épaisseurs couches tampon d'excellente qualité.

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. La difficulté de générer suffisamment de radicaux azote pour réagir avec la source de gallium entraîne une vitesse de croissance très faible. Cette méthode présente néanmoins l'intérêt de

travailler à basse température (700 °C), ce qui permet une meilleure maîtrise des phénomènes d'interdiffusion dans l'élaboration des hétérostructures. La croissance MBE standard consiste à évaporer simultanément le gallium et l'azote, et donne souvent naissance à des structures caractérisées par une très mauvaise morphologie de surface.

La méthode MEE (Migration Enhanced Epitaxy), qui consiste à alterner les évaporations de gallium et d'azote sur le substrat, permet une meilleure migration des atomes de gallium à la surface. Cette technique réduit alors la vitesse de croissance mais permet d'obtenir une meilleure morphologie de surface qu'avec la méthode MBE standard.

La méthode industrielle la plus généralement utilisée est la méthode MOCVD (MetalOrganic Chemical Vapor Deposition). Les sources de gallium et d'azote sont alors respectivement le triéthyl ou triméthylgallium ((CH<sub>2</sub>)<sub>3</sub>Ga, (CH<sub>3</sub>)<sub>3</sub>Ga) et l'ammoniac (NH<sub>3</sub>), et le substrat est porté à 1000 °C. En raison du fort désaccord de maille avec le substrat (§ 1.2.2.2), la couche de GaN peut être le siège d'un taux important de dislocations. Cependant, il a par exemple été montré que l'utilisation d'une couche AlN entre un substrat SiC et une couche de GaN permet d'améliorer de façon significative la qualité de croissance en diminuant le nombre de dislocations [Wong2012].

### 1.2.2.2 Les substrats

Le GaN massif étant très difficile à obtenir du fait que son élaboration nécessite des températures de l'ordre de 1700 °C sous des pressions partielles d'azote de l'ordre de 20 kbar, les composants électroniques sont réalisés sur des substrats de substitution. Les substrats d'épitaxie utilisables pour la croissance du GaN sont cependant peu nombreux (Si, SiC et Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) et demeurent très chers pour certains.

Le substrat silicium (Si) est utilisé malgré son désaccord de maille par rapport au nitrure de gallium de 17 %. Il présente en effet une conductivité thermique relativement élevée (1,3 W.cm<sup>-1</sup>.K<sup>-1</sup>) qui en fait un meilleur candidat que le substrat saphir pour les applications de puissance. De plus, son faible coût couplé à la possibilité d'obtenir des wafers de grand diamètre permet de réduire les coûts de production [Curutchet2005].

Le substrat saphir (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) a l'avantage d'être peu onéreux et permet d'obtenir des wafers de diamètre supérieur à 6 pouces. Mais sa faible conductivité thermique (0,25 W.cm<sup>-1</sup>.K<sup>-1</sup>) et son désaccord de maille avec le GaN de 30 % menant à des taux de dislocations importants font qu'il n'est pas adapté pour les applications électroniques hautes fréquences de puissance. Ainsi, le substrat saphir sera plutôt utilisé pour les applications optiques. Il est toutefois possible d'obtenir un désaccord de maille plus faible entre les deux matériaux (de 13 à 16 %) et donc des taux de dislocations plus acceptables de l'ordre de 10<sup>10</sup> cm<sup>-2</sup> en effectuant une rotation de 30° du plan d'azote (N) par rapport au saphir [Mathieu2009].

Le substrat carbure de silicium (SiC) est le plus utilisé par les technologues du fait de ses nombreux avantages. Son faible désaccord de maille avec le GaN (3,4 %) en comparaison

avec les substrats Si et Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, sa très bonne conductivité thermique (4,5 W.cm<sup>-1</sup>.K<sup>-1</sup>), son coefficient de dilatation thermique très proche de celui du GaN et le fait qu'il existe sous forme wurtzite en font un candidat idéal pour l'électronique haute fréquence de puissance. Il présente néanmoins quelques défauts comme son coût élevé et la difficulté de trouver des mélanges de solutions chimiques permettant de nettoyer correctement la surface [Mathieu2009].

Le matériau GaN peut aussi être élaboré sur d'autres substrats comme GaAs qui est largement disponible, ou ZnO avec lequel il présente un désaccord de maille de 2 %. Des oxydes comme MgAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub> ou LiGaO<sub>2</sub> sont également utilisés. Ce dernier présente un faible désaccord de maille de 0,9 % avec le GaN hexagonal. Cependant ces différents substrats ne sont utilisés qu'à titre expérimental pour diverses raisons dont par exemple des problèmes d'adhérence entre les couches [Mathieu2009].

Enfin, signalons l'existence des homoépitaxies de GaN sur substrat GaN réalisées par HVPE. Cette approche consiste à faire croître une couche de GaN sur un substrat, puis à la séparer de ce dernier. Des substrats comme 6H-SiC, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, MgAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>, GaAs et Si ont été testés. Ce procédé permet de réaliser du GaN (face-Ga ou face-N) de bonne qualité présentant des taux de dislocations inférieurs à 10<sup>6</sup> cm<sup>-2</sup> mais non viable économiquement du fait que le GaN est naturellement de type n. Il est en effet nécessaire d'effectuer un dopage de type p, difficilement réalisable sur GaN, afin de rendre le substrat résistif [Astre2012].

### 1.2.2.3 Le dopage

Le GaN non intentionnellement dopé est naturellement de type n. Ce dopage résiduel est relativement élevé (10<sup>16</sup> cm<sup>-3</sup>) et 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 en général 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 entre 10<sup>13</sup> et 10<sup>16</sup> cm<sup>-2</sup> avec des tensions de l'ordre de 100 keV [Mathieu2009].

Le dopage de type 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 dans le GaN, mais présente néanmoins une énergie d'ionisation comprise entre 150 et 170 meV. De plus, sa solubilité dans le GaN et l'AlGaN est limitée, ce qui limite les

concentrations de trous, qui sont généralement insuffisantes pour réaliser des contacts ohmiques de faible résistance. Ainsi, pour obtenir une densité volumique de trous de  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , une dose de  $10^{20} \text{ cm}^{-2}$  est nécessaire. Il reste cependant le dopant de type p le plus utilisé [Mathieu2009].

### 1.2.2.4 La passivation

La passivation des HEMTs GaN est une étape délicate puisque la contrainte mécanique exercée par la couche de passivation sur l'AlGaN impacte la densité de porteurs dans le canal bidimensionnel [Chang Min2005] [Kordos2006].

Elle peut être réalisée par un film de MgO,  $\text{Sc}_2\text{O}_3$  [Luo2002],  $\text{SiO}_2$  [Ha2007],  $\text{Al}_2\text{O}_3$  [Xu2012],  $\text{Si}_3\text{N}_4$  ou encore BCB (Benzocyclobutène) [Wang2004]. Ces passivations présentent des avantages et des inconvénients mais permettent en règle générale d'améliorer les performances électriques DC et RF ainsi que la fiabilité en réduisant les effets de piégeage et les courants de fuite du contact Schottky [Tang2013] [Kim2003].

Du fait de la différence de matériaux les constituant, les passivations se distinguent principalement par leur constante diélectrique, notée  $\epsilon$ , et leur champ de claquage électrique, noté  $E_{Bd}$ , comme illustré dans le tableau 1-2 [Wang2004] [Robertson2004] [Mehandru2003] [Tipirneni2007] [Lin2005] [Chen2005] [Bondoux2005].

Passivation	Constante diélectrique $\epsilon$	Champ de claquage $E_{Bd}$ [mV/cm]
BCB	2,7	3 - 5
$\text{SiO}_2$	3,9	3 - 12
$\text{Si}_3\text{N}_4$	7	3 - 12
$\text{Al}_2\text{O}_3$	9	5 - 10
MgO	10	5 - 8
$\text{Sc}_2\text{O}_3$	14	> 5

Tableau 1-2 : Constantes diélectriques des passivations généralement utilisées dans la conception des HEMTs AlGaN/GaN

Dans l'idéal, la passivation doit présenter un champ de claquage électrique supérieur à ceux du GaN et de l'AlGaN qui sont de l'ordre de 3MV/cm, ce qui est le cas pour l'ensemble des matériaux du tableau 1-2. Cependant, l'utilisation d'une passivation présentant une faible constante diélectrique permet de réduire la valeur des capacités de grille parasites et donc d'améliorer les performances RF [Wang2004] [Tipirneni2007].

### 1.2.2.5 Le plateau de champ ou « field plate »

Bien que les HEMTs à base de GaN soient apparus comme d'excellents candidats pour les applications microondes de forte puissance du fait des propriétés physiques des matériaux utilisés, leurs performances ont été rapidement limitées par la volonté d'améliorer les performances dynamiques de ces derniers. En effet, la diminution de la longueur de grille

implique une augmentation significative du champ électrique côté drain, entraînant par conséquent une limitation de la tension de claquage [Curutchet2005].

Les méthodes conventionnelles utilisées pour augmenter la tension de claquage consistent généralement à augmenter la distance grille-drain. Cependant, cela entraîne une augmentation de la résistance série de drain, et donc une dégradation des performances en puissance. De plus, augmenter la distance grille-drain n'est bénéfique qu'en dessous d'une certaine valeur au-delà de laquelle la tension de claquage n'est plus améliorée [Li2001].

Ainsi, de nouvelles structures de HEMTs, utilisant un plateau de champ ou « field plate » visant à réduire le pic de champ électrique dans la structure [Nakajima2009], ont été développées afin d'augmenter la tension de claquage.

Une première variante consiste à former une grille asymétrique, en forme de « gamma », c'est-à-dire dont la tête couvre une partie de la zone grille-drain afin de lisser le champ électrique sur une plus grande surface et donc en diminuer l'amplitude [Li2001] [Nakajima2009]. Si cette technique présente l'avantage de diminuer la résistance de grille, elle présente aussi l'inconvénient de provoquer la formation d'une capacité grille-drain supplémentaire, qui réduit le rendement (PAE) et la fréquence de coupure [Curutchet2005].

Une seconde variante consiste à déposer, après la passivation, une couche métallique au dessus de la grille et d'une partie de la zone grille-drain. Le plateau de champ est donc isolé de la grille, et vise également à répartir le champ électrique sur une plus grande surface.

Une structure similaire, consistant à court-circuiter le plateau de champ et la grille à l'extrémité des doigts de grille, a été développée. Au cours de leurs travaux, H. Xu *et al.* ont montré que l'utilisation du « field plate » provoque d'une part une diminution du gain du fait de l'augmentation de la capacité grille-drain, et d'autre part une réduction du facteur de bruit du fait de l'augmentation de la résistance de grille. De plus, leur étude comparative a permis de montrer que le HEMT dont le « field plate » est relié à la grille présente de meilleures performances en puissance et en bruit [Xu2004].

Enfin, une troisième variante consistant à court-circuiter le plateau de champ avec la source du transistor a été développée. Cette technique contribue ainsi à réduire la capacité grille-drain et permet par conséquent de ne pas dégrader les performances électriques RF des composants tout en augmentant la tension de claquage [Wu2004].

### **1.2.3 Etat de l'art : Performances et applications**

Les HEMTs à base de GaN ont été développés pour répondre à des besoins croissants en termes de puissance aux hautes fréquences, de tenue en température et de résistance aux radiations ionisantes. Ces besoins concernaient tout d'abord les domaines militaires et spatiaux pour le développement d'applications relatives à la détection, la furtivité et les communications.



En plus de proposer des fonctionnements à forte densité de puissance, les composants à base de GaN présentent une excellente conductivité thermique et des tensions de claquage beaucoup plus élevées que leurs concurrents. Il est alors possible de simplifier les circuits de protection et de refroidissement et ainsi réduire l'encombrement des circuits et systèmes.

La figure 1-11 présente un état de l'art des performances des HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat SiC en termes de densité de puissance de sortie du transistor pour différentes fréquences [Chang2013] [Floriot2012] [Micovic2006] [Palacios2005] [Pangelly2012] [Triquint] [Wu2006] ainsi que les prévisions de l'ITRS pour l'année 2012 [ITRS2012].

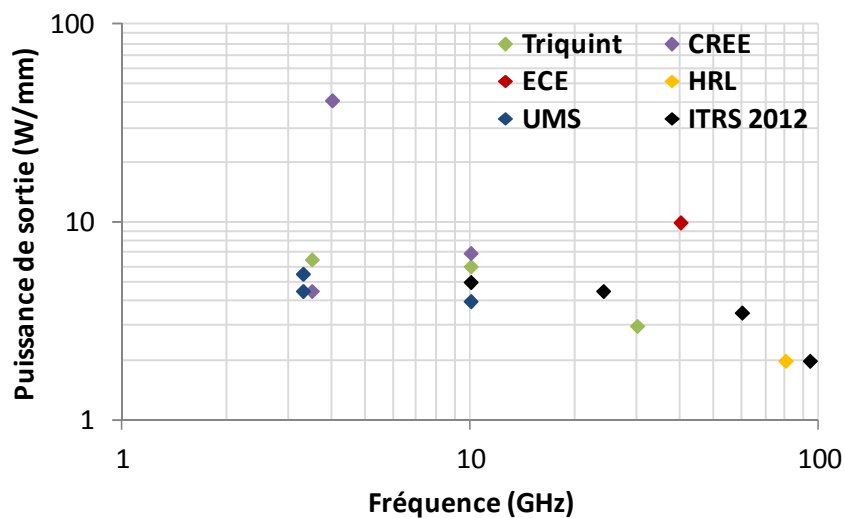


Figure 1-11 : Etat de l'art des performances des HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat SiC

La figure 1-12 présente les performances RF de circuits à base de HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat SiC en termes de puissance de sortie pour différentes fréquences. L'ensemble des données ont été extraites des fiches techniques fournies par les différents fabricants.

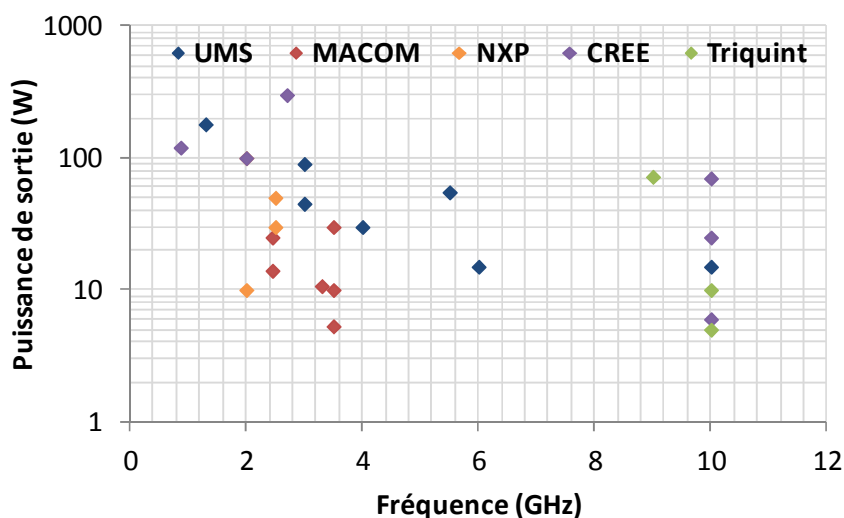


Figure 1-12 : Performances RF de circuits à base de HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat SiC de plusieurs fabricants

Les HEMTs AlGaIn/GaN sont particulièrement performants dans les bandes *X* (8 à 12 GHz) et *Ka* (18 à 26,5 GHz) et sont par conséquent principalement utilisés dans la conception d'amplificateurs de puissance et de commutateurs dans le domaine des micro-ondes. Par exemple, Masuda *et al.* ont développé un système émetteur-récepteur fonctionnant en bande *X* contenant un amplificateur de puissance présentant une puissance de sortie de 19 W à 10,5 GHz, et un amplificateur de puissance faible bruit affichant un gain de 18,5 dB et un facteur de bruit de 2,3 dB à 10 GHz [Masuda2012]. Enfin, Yang *et al.* ont présenté un commutateur fonctionnant de 20 à 27 GHz [Yang2012].

La filière HEMT AlGaIn/GaN est aussi utilisée dans les applications de télécommunications en bandes *L* (1 à 2 GHz) et *S* (2 à 4 GHz), notamment dans les stations de base pour la téléphonie sans fil. Mimis *et al.* ont par exemple présenté un amplificateur de puissance présentant un *PAE* de 64,5% à 2,13 GHz, une puissance de sortie de 39,7 dBm et un gain de 10,7 dB [Mimis2011]. Kwack *et al.* ont présenté un amplificateur radar opérant dans la bande *S* de 2,9 GHz à 3,3 GHz avec une puissance de sortie de 1 kW et 34 % de *PAE* [Kwack2011].

Les hétérostructures à base de GaN sont également utilisées, du fait de leurs propriétés optoélectroniques, pour la conception de LED qui émettent dans le bleu et les UV [DenBaars2003] ou encore le blanc [Sheu2003].

Les hétérostructures à base de nitrure de gallium sont aussi utilisées dans les micro-systèmes (MEMS) qui exploitent les propriétés piézoélectriques du matériau GaN pour réaliser des capteurs [Faucher2012]. Ansari *et al.* ont par exemple développé un résonateur acoustique à base de GaN présentant un facteur de qualité de 7413 à 119,8 MHz et un gain de 30 dB [Ansari2012].

Notons que l'industrie automobile commence elle aussi à s'intéresser aux HEMTs à base de nitrure de gallium. Yoshida *et al.* ont par exemple développé un amplificateur de puissance destiné aux systèmes radars automobiles présentant une puissance de sortie de 12 dBm et un gain supérieur à 5 dB sur une large bande de fréquence de 75 à 81 GHz. L'amplificateur a été réalisé en utilisant des HEMTs AlGaIn/GaN avec  $f_{max} = 160$  GHz et une tension de claquage supérieure à 50 V [Yoshida2009].

Enfin, signalons que les HEMTs à base de GaN permettent la réalisation de convertisseurs DC/DC fonctionnant à haute tension. En effet, Saito *et al.* ont développé un circuit convertisseur DC/DC en utilisant des composants opérant à 200 V avec une puissance de sortie de 54 W et un rendement de 92,7 % [Saito2007].

La figure 1-13 présente un récapitulatif des domaines d'application des technologies à base de GaN.

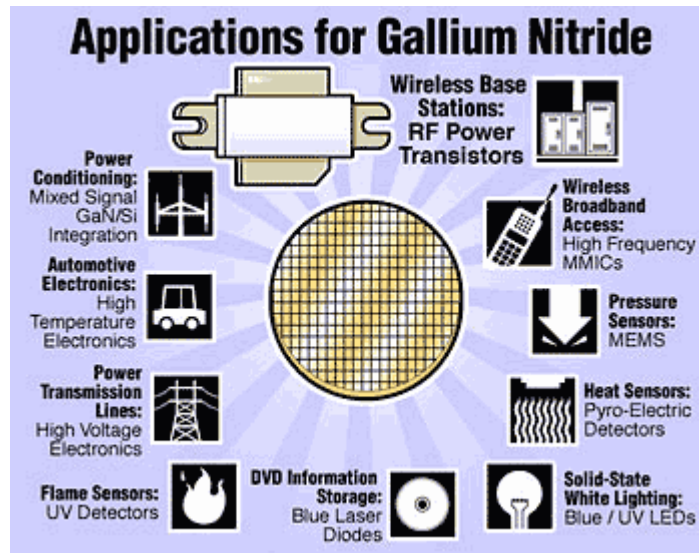


Figure 1-13 : Domaines d'applications des technologies à base de GaN [Nitronex]

Bien que les technologies à base de GaN constituent un axe prometteur pour le développement des systèmes mettant en jeu des niveaux de puissance élevés dans le domaine des hyperfréquences, ces technologies sont encore peu matures et nécessitent une étude approfondie des mécanismes de dégradation et des effets parasites afin de garantir leur fiabilité à long terme.

### 1.3 Effets parasites et mécanismes de dégradation

Un effort considérable a été fourni dans les années passées pour identifier et comprendre les mécanismes de dégradation des HEMTs AlGaIn/GaN. En effet, leurs propriétés physiques différentes font qu'ils sont sujets à de nouveaux mécanismes de dégradation qui s'ajoutent à ceux observés sur les autres matériaux semi-conducteurs [Meneghesso2010] [Menozzi2008].

Les HEMTs AlGaIn/GaN opèrent à des tensions de drain, des champs électriques et des températures plus élevés que les autres technologies (Si et GaAs par exemple). Leur qualité et leur fiabilité peuvent être affectées par des défauts dans la couche AlGaIn ou encore des défauts dans le substrat sur lequel croît la couche GaN. La nature piézoélectrique du GaN introduit également des risques potentiels du fait de l'ajout de contraintes mécaniques induites par le fort champ électrique. Enfin, le mécanisme de génération de charges dans le gaz d'électrons bidimensionnel rend la conductivité du canal sensible aux états de surface. Les HEMTs AlGaIn/GaN étant potentiellement utilisables pour des applications spatiales, un autre aspect intéressant de leur fiabilité est en relation avec les dommages liés aux radiations. En effet, les résultats obtenus dans [Puzyrev2011] et [Kuboyama2011] semblent indiquer une robustesse suffisante vis-à-vis des radiations pour les missions spatiales : seules de légères augmentations du courant de fuite, des changements de la valeur de la tension de seuil ou encore une augmentation du niveau de bruit en 1/f suite à une irradiation d'ions lourds et de protons ont été recensés pour des doses relativement élevées de l'ordre de  $10^8$  particules/cm<sup>2</sup>.

La figure 1-14 montre une coupe schématique d'un HEMT AlGaN/GaN présentant les différents mécanismes de dégradation identifiés à ce jour [Meneghesso2010].

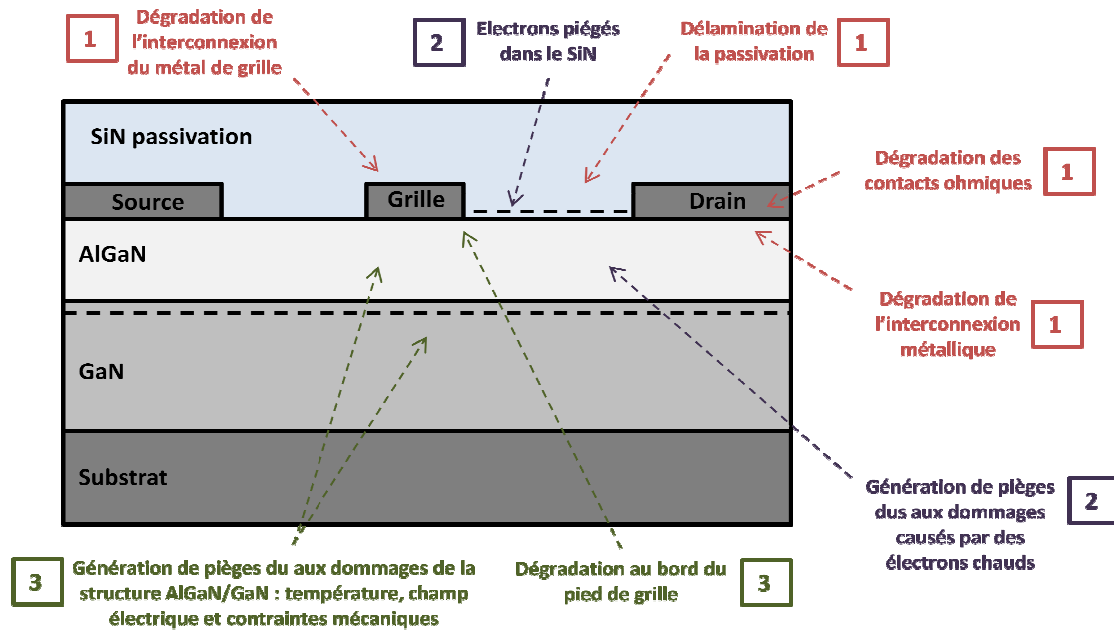


Figure 1-14 : Mécanismes de dégradation, identifiés sur les HEMTs AlGaN/GaN, activés thermiquement (1), dus aux effets de piégeages (2) et propres aux propriétés piézoélectriques des matériaux utilisés (3)

Les mécanismes identifiés en rouge (1) correspondent aux mécanismes de dégradation activés thermiquement déjà observés sur d'autres technologies (Si, GaAs, InP, SiC, etc.) et ne sont pas de ce fait spécifiques au matériau GaN. Les mécanismes de dégradation en bleu (2) sont liés aux effets des électrons chauds qui sont communs à tous les transistors à effet de champ fonctionnant à haute tension et ne sont donc pas non plus spécifiques au matériau GaN. Enfin, les mécanismes indiqués en vert (3) sont dus à la nature piézoélectrique de la structure et sont par conséquent spécifiques aux HEMTs à base de GaN.

### 1.3.1 Mécanismes de dégradation activés thermiquement

Les applications à haute température ont rapidement été identifiées comme un domaine dans lequel les HEMTs à base de GaN pourraient offrir un avantage significatif par rapport aux technologies Si et GaAs du fait de la large bande interdite et de la stabilité chimique du GaN. Ainsi, les études portant sur les performances et la fiabilité des composants sous fortes températures ont accompagné le développement de cette technologie dès ses débuts, en se focalisant plus particulièrement sur les métallisations des contacts ohmiques et de grille.

Par exemple, [Daumiller1999] a montré la stabilité jusqu'à 800 °C des contacts ohmiques Ti/W/SiN/Au et celle du contact Schottky Pt/Au au cours d'un test en contraintes thermiques échelonnées de 20 minutes de durée. Cependant, les composants testés ont présenté une rapide dégradation irréversible de leurs performances électriques à partir de 600 °C qui se traduit par

une diminution du courant de drain maximal. Il s'agit donc d'une défaillance liée à l'hétérostructure AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et non pas aux métallisations.

D'autres études ont montré que des HEMTs présentant des contacts de grille W/SiN/Au ou Ir/Au n'ont subi que des dégradations légères lors d'une contrainte thermique à 500 °C appliquée pendant 120 heures alors que des grilles Pt/Ti se sont dégradées de façon significative dans les mêmes conditions [Hilsenbeck2000]. Des grilles Mo/Au ont montré une bonne stabilité jusqu'à 2000 heures à 340 °C grâce à la nature réfractaire du molybdène qui empêche l'interdiffusion des matériaux [Sozza2005].

Une augmentation de la hauteur de barrière de la diode Schottky a été observée sur des contacts de grille Ni/Au pour des températures de jonction de l'ordre de 200 °C. Cette augmentation de la barrière a été attribuée à la présence d'une couche d'interface entre le contact Schottky et la couche AlGa<sub>N</sub>. Il en résulte un changement de la tension de seuil et donc une diminution du courant de drain  $I_{DSS}$ . Il a été montré que les contacts de grille ayant subi un recuit, présentent 50 % de dégradation en moins que les autres [Singhal2006].

Pour finir, signalons que même des métallisations standard semblent présenter une stabilité suffisante pour la plupart des applications [Chou2003]. En effet des HEMTs avec des contacts ohmiques en Ti/Al/Pt/Au et un contact de grille en Pt/Au ont été testés jusqu'à une température de jonction de 400 °C. Cette fois encore, la morphologie des contacts métalliques indique une bonne stabilité alors que les caractéristiques électriques des HEMTs se dégradent fortement à partir d'une température de jonction de 300 °C.

Ainsi, la fiabilité des HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> dépend non seulement de la stabilité des métallisations mais aussi de la qualité des couches épitaxiales.

### **1.3.2 Mécanismes de piégeage**

En principe, les centres de piégeage peuvent se trouver en surface, dans la couche barrière AlGa<sub>N</sub>, au niveau du canal bidimensionnel (2-DEG) ou encore dans le buffer Ga<sub>N</sub>. Bien qu'il y ait de nombreuses explications contradictoires concernant l'origine des effets de piégeage, il semble cependant reconnu dans la littérature que les pièges situés en surface et dans le buffer soient les premiers responsables des dégradations des performances RF. Nous nous concentrerons donc par la suite sur les phénomènes de piégeage associés à ces deux régions.

#### **1.3.2.1 Pièges de surface**

L'effondrement du courant de drain est probablement l'un des effets les plus étudiés mais aussi l'un des plus débattus en ce qui concerne les performances et la fiabilité des HEMTs à base de Ga<sub>N</sub>. Ce phénomène est en effet souvent observé sur des composants non vieillis et ne peut donc pas être considéré comme un mécanisme de dégradation. Cependant, ce dernier a tendance à s'amplifier après vieillissement et constitue donc un problème de fiabilité.

Les mécanismes physiques responsables de l'effondrement du courant de drain ont été largement attribués à la création et/ou au remplissage et au vidage de pièges généralement situés en surface, et qui peuvent donc se manifester de différentes façons dont voici quelques exemples.

Une diminution du courant de drain à mesure que la puissance d'entrée RF augmente, et ce en particulier pour des valeurs de  $V_{GS}$  supérieures à la tension de seuil, a été décrite par [Nguyen99]. Ce phénomène n'apparaissant pas pour des polarisations de grille inférieure à la tension de seuil, les auteurs ont attribué cette diminution du courant de drain à des pièges principalement situés en surface.

D'autres études ont montré une réduction du courant de drain sur les caractéristiques IV en mode pulsé (de 100 ns à 1 ms) par rapport aux mesures IV en mode DC [Binari2002] et [Meneghesso2004]. Cet effet est connu sous le nom de « gate-lag » et correspond à un retard du courant de drain suite à la transition de la tension de grille d'une valeur négative vers une valeur moins négative. Cet effet se traduit également par une variation de la transconductance ( $g_m$ ) en fonction de la fréquence.

L'un des modèles physiques les plus utilisés pour ce phénomène est le modèle de « grille virtuelle » [Vetry2001]. Dans ce modèle, les états de surface situés entre la grille et le drain capturent des électrons sous une forte polarisation de drain et induisent une déplétion partielle du canal comme illustré sur la figure 1-15. Il en résulte une augmentation de la résistance du canal côté drain, et donc une dégradation du courant de drain, de la transconductance et de la puissance RF. Ces états de surface peuvent être chargés et déchargés en fonction de la tension appliquée entre la grille et le drain, et agissent comme une seconde grille virtuelle modulant la densité de porteurs dans le canal.

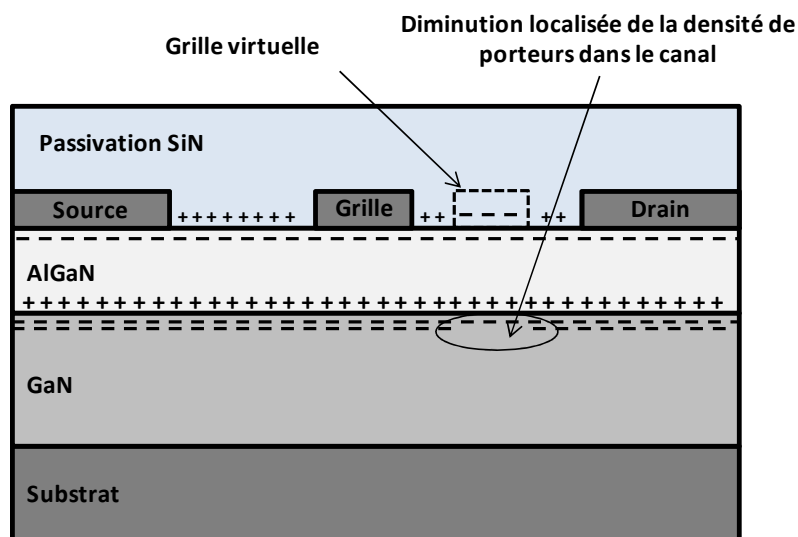


Figure 1-15 : Représentation schématique de l'effet de grille virtuelle sur un HEMT AlGaIn/GaN

Plusieurs études [Vetury2001] [Koley2003] ont montré que l'utilisation d'une passivation à base de SiN, par exemple, permet de réduire considérablement les phénomènes de piégeage et donc d'améliorer les performances électriques [Green2000].

Alors que la plupart des études se sont concentrées sur la zone grille-drain, certains travaux [DiSanto2005] ont montré que la jonction grille-source polarisée en inverse peut induire un effondrement du courant de drain plus important que celui induit par la jonction grille-drain pour une contrainte équivalente. En effet, le cycle négatif d'un signal d'entrée RF peut engendrer une forte polarisation inverse de la jonction grille-source et donc un courant de fuite non négligeable pouvant interagir avec les états de surface. La résistance d'accès de la source se trouve alors modifiée, ce qui entraîne une dégradation des performances RF.

Un modèle de circuit d'effondrement de courant de drain basé sur les dégradations de la jonction grille-source a été proposé par [Bilbro2006]. Ces travaux ont permis de montrer que la modulation de la résistance d'accès de source par les états de surface suffit à créer un effondrement du courant de drain RF.

### **1.3.2.2 Pièges de substrat**

Bien que les pièges de surface soient supposés responsables de la plupart des dégradations électriques décrites ci-dessus, la mise en évidence de pièges dont les constantes de temps peuvent atteindre plusieurs heures voire même une dizaine de jours [Valizadeh2008] suggère l'existence de pièges situés dans les couches AlGaN ou GaN.

Cette hypothèse est confirmée par une campagne de simulations physiques 2D [Faqir2006] [Faqir2008] [Faqir2008-2] dans lesquelles les pièges de surface ne permettent pas de reproduire en simulation l'ensemble des dégradations observées expérimentalement. Les auteurs suggèrent donc l'existence de pièges localisés en surface et en profondeur dans les couches AlGaN ou GaN. Selon [Meneghesso2010], l'application d'un champ électrique élevé entre la grille et le drain entraînerait deux mécanismes d'injection d'électrons à partir de la grille via un effet tunnel assisté par pièges : l'un dans la couche AlGaN et l'autre dans les états de surface ou dans la passivation comme précisé dans la section précédente.

L'effet de coude, aussi appelé « kink effect », a été attribué à la présence de pièges situés sous la grille dans la couche barrière AlGaN ou le buffer GaN dans plusieurs travaux [Meneghesso2009] [Cuerdo2009] [Wang2011] [Brunel2012]. Cet effet parasite est caractérisé par l'accumulation suivie de la libération de charges négatives qui provoquent un décalage de la tension de seuil du transistor et une augmentation abrupte du courant de drain sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  comme illustré sur la figure 1-16.

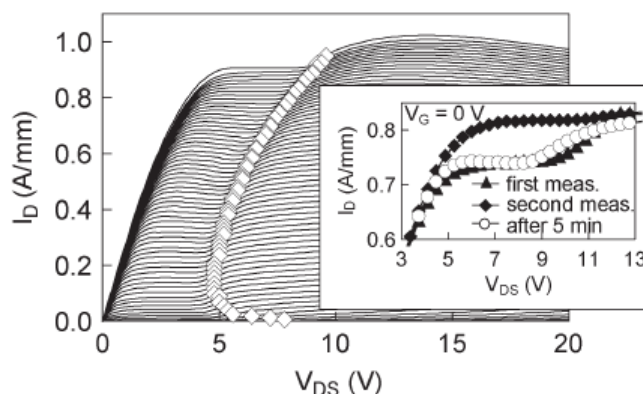


Figure 1-16 : Effet de coude sur un HEMT AlGaIn/GaN [Meneghesso2009]

### 1.3.3 Effet piézoélectrique inverse

Les matériaux GaN et AlGaIn étant fortement piézoélectriques, les forts champs électriques appliqués entre la grille et le drain génèrent des contraintes mécaniques en tension dans la couche AlGaIn.

Une étude réalisée par microscopie optique Raman a permis de faire une cartographie de la distribution des contraintes à la surface d'un HEMT AlGaIn/GaN [Sarua2006]. Il apparaît que des tensions mécaniques existent dans la région grille-drain et que ces tensions augmentent avec la polarisation grille-drain. A l'aide de simulations numériques 2D, il a été possible de corréliser la contrainte mécanique mesurée en microscopie Raman avec le pic de champ électrique observé au bord du pied de grille côté drain.

En accord avec ces observations, plusieurs groupes [del Alamo2009] [Marcon2012] [Chowdhury2008] [Makaram2010] ont émis l'hypothèse que la dégradation de HEMT à base de GaN au cours de différents tests électriques peut être due à la formation de défauts cristallins au travers de la relaxation de la contrainte piézoélectrique inverse. Cette hypothèse est supportée par le fait qu'il semble exister une tension seuil de dégradation, qui correspondrait à une énergie seuil pour permettre la relaxation de la contrainte et donc la formation de défauts cristallins.

## 1.4 Conclusions du chapitre

Au cours de ce premier chapitre, nous avons vu que les propriétés physiques et le caractère piézoélectrique du nitrure de gallium en font un candidat de choix pour la réalisation de composants fonctionnant à haute puissance et à haute fréquence.

La structure typique du HEMT AlGaIn/GaN a ensuite été présentée en mettant l'accent sur les propriétés physiques de chaque élément le constituant de façon à expliquer la formation du canal bidimensionnel où une mobilité électronique de l'ordre de  $2000 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$  à 300 K peut être obtenue. Le principe de fonctionnement du HEMT a été expliqué : c'est



donc un transistor à déplétion dont la densité de porteurs dans le canal est contrôlée par le potentiel appliqué sur une grille de type Schottky.

Un état de l'art des performances a permis de mettre en évidence que les HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> sont particulièrement performants dans les bandes *X* (8 à 12 GHz) et *Ka* (18 à 26,5 GHz) et sont par conséquent principalement utilisés dans la conception d'amplificateurs de puissance, de résonateurs et de commutateurs dans le domaine des micro-ondes (télécommunications, radar...).

Cependant, la réalisation de HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> sur un substrat Ga<sub>N</sub> est très difficile à l'heure actuelle, et l'utilisation de substrats de substitution (Si, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> et SiC) qui présentent des différences d'accord de maille avec le Ga<sub>N</sub> (de 3 à 17 % selon le substrat) conduit donc à un nombre de dislocations plus ou moins important dans la structure (de 10<sup>7</sup> à 10<sup>10</sup> cm<sup>-2</sup> selon le substrat et la méthode de croissance utilisée). Ce qui influence fortement les performances électriques des composants. Ainsi, la diminution de la densité de défaut et donc l'amélioration des techniques d'épitaxie du Ga<sub>N</sub> constituent un enjeu majeur pour le développement des filières HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>.

Malgré les efforts fournis au cours de ces dernières années, la fiabilité des HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> constitue toujours un problème pour la pénétration des marchés de ces composants. En effet, le rôle de la température dans la défaillance des HEMTs est controversé et les facteurs d'accélération sont encore méconnus. Non encore matures, les HEMTs à base de Ga<sub>N</sub> sont soumis, en plus des mécanismes de dégradation traditionnellement observés, à des mécanismes de dégradation supplémentaires du fait des propriétés physiques des matériaux les constituant.

En effet, la présence de pièges situés à la surface et dans le buffer Ga<sub>N</sub> provoque l'apparition d'effets parasites qui dégradent fortement les performances électriques des HEMTs. De plus, la nature piézoélectrique des matériaux utilisés, couplée à de fortes polarisations entre la grille et le drain, provoquent la formation de défauts cristallins qui peuvent également affecter les performances électriques des HEMTs.

Ainsi, la passivation et le « field plate » jouent un rôle prépondérant vis-à-vis des performances électriques et de la fiabilité. En effet, la couche de passivation permet de réduire les courants de fuite ainsi que les effets de piégeage de surface. Aussi, en raison du caractère piézoélectrique de la structure, la passivation doit être à même de « figer » les charges fixes positives situées à la surface du semi-conducteur (figure 1-15) sous peine de diminuer la densité de porteurs dans le canal du HEMT. Le « field plate » permet de lisser le champ électrique dans la structure, ce qui permet d'obtenir des tensions de claquage plus élevées et probablement de diminuer la formation des défauts cristallins induits par les effets piézoélectriques inverses. Mais la mise en place d'une couche de passivation et d'un plateau de champ induit également des capacités parasites de grille, ce qui dégrade les performances électriques RF des HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>.

# Références du chapitre 1

---

[Ambacher2000] “Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures”, 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. *Journal of applied physics Volume 87, Number 1, 1<sup>er</sup> Janvier 2000, p.334-344*

[Anderson1960] “Germanium-Gallium Arsenide Heterojunctions”, R.L. Anderson. *IBM Journal, Juillet 1960, p.283-287*

[Ansari2012] “Monolithic integration of GaN-based micromechanical resonators and HEMTs for timing applications”, A. Ansari, V.J. Gokhale, J. Roberts and M. Rais-Zadeh. *Electron Devices Meeting (IEDM), 2012 IEEE International, p.363-366*

[Astre2012] “Fiabilité des dispositifs HEMT en technologie GaN”, G. Astre. *Manuscrit de doctorat, LAAS, Université de Toulouse, 2012*

[Bilbro2006] “RF knee walkout and source access region of unpassivated HFETs”, G.L. Bilbro and R.J. Trew. *Electronics Letters 23<sup>rd</sup> November 2006 Vol. 42 No. 24, p. 1425-1426*

[Binari2002] “Trapping Effects in GaN and SiC Microwave FETs”, S.C. BINARI, P.B. Klein, and T.E. Kazior. *Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 6, June 2002, p. 1048-1058*

[Bondoux2005] “MgO insulating films prepared by sol-gel route for SiC substrate”, C. Bondoux, P. Prené, P. Belleville, F. Guillet, S.Lambert, B. Minot, R. Jérision. *Journal of the European Ceramic Society Volume 25, Issue 12, 2005, p. 2795–2798*

[Bougrov2001] “Properties of Advanced Semiconductor Materials GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe”, V. Bougrov, M.E. Levinshtein, S.L. Rumyantsev, M. S. Shur and John Wiley & Sons, Inc., 1-30, New York, 2001

[Brunel2012] “Kink effect characterization in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs by DC and drain current transient measurements”, L. Brunel, N. Malbert, A. Curutchet, N. Labat and B. Lambert. *Solid-State Device Research Conference (ESSDERC), 2012, Proceedings of the European, p. 270-273*

[del Alamo2009] “GaN HEMT reliability”, J.A. del Alamo and J. Joh. *Microelectronics Reliability 49 (2009) p. 1200-1206*

[Chang2013] “Nonlinear transistor modeling for industrial 0.25- $\mu$ m AlGa<sub>N</sub>-Ga<sub>N</sub> HEMTs”, C. Chang, V. Di Giacomo-Brunel, D. Floriot, J. Grünenpütt, M. Hosch and H. Blank. *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2013, p.1471-1474*

**[Chang Min2005]** “Effects of tensile stress induced by silicon nitride passivation on electrical characteristics of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure field-effect transistors”, J. Chang Min and L. Jong-Lam. *Applied Physics Letters Volume: 86, Issue: 17, April 2005, p. 172101 - 172101-3*

**[Chen2005]** “Thin single-crystal Sc<sub>2</sub>O<sub>3</sub> films epitaxially grown on Si (1 1 1)—structure and electrical properties”, C.P. Chen, M. Hong, J. Kwo, H.M. Cheng, Y.L. Huang, S.Y. Lin, J. Chi, H.Y. Lee, Y.F. Hsieh, J.P. Mannaerts. *Journal of Crystal Growth Volume 278, Issues 1–4, 1 May 2005, P. 638–642*

**[Chinkyoy1996]** “Critical thickness of Ga<sub>N</sub> thin films on sapphire (0001)”, K. Chinkyoy, I.K. Robinson, J. Myoung, K. Shim, M.C. Yoo and K. Kim. *Applied Physics Letters Volume: 69, Issue: 16, 1996, p. 2358-2360*

**[Chou2003]** “Reliability Investigation of 0.25 μm AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs Under Elevated Temperature Lifetesting”, Y. C. Chou, I. Smorchkova, D. Leung, M. Wojtowicz, R. Grundbacher, L. Callejo, Q. Kan, R. Lai, P. H. Liu, D. Eng, R. Tsai, and A. Oki. *GaAs Reliability Workshop, 2003. Proceedings, p. 137-153*

**[Chowdhury2008]** “TEM Observation of Crack- and Pit-Shaped Defects in Electrically Degraded Ga<sub>N</sub> HEMTs” U. Chowdhury, J.L. Jimenez, C. Lee, E. Beam, P. Saunier, T. Balistreri, S.Y. Park, T. Lee, J. Wang, M.J. Kim, J. Joh, and J.A. del Alamo. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 29, No. 10, October 2008, p. 1098-1100*

**[Cuerdo2009]** “The Kink Effect at Cryogenic Temperatures in Deep Submicron AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs”, R. Cuerdo, Y. Pei, Z. Chen, S. Keller, S. P. DenBaars, F. Calle and U.K. Mishra. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 30, No. 3, March 2009, p. 209-212*

**[Curutchet2005]** “Etude du bruit aux basses fréquences dans les Transistors à Haute Mobilité Electronique à base de Nitrure de Gallium”, A. Curutchet. *Manuscrit de doctorat, laboratoire IMS, Université Bordeaux I, 2005*

**[Daumiller1999]** “Evaluation of the Temperature Stability of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Heterostructure FET’s”, I. Daumiller, C. Kirchner, M. Kamp, K. J. Ebeling, and E. Kohn. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 20, NO. 9, September 1999, p. 448-450*

**[DenBaars2003]** “Ga<sub>N</sub> Based High Brightness LEDs and UV LEDs”, S. P. DenBaars, T. Katona, P. Cantu, A. Hanlon, S. Keller, M. Schmidt, T. Margalith, M. Patisson, C. Moe, J. Speck, and S. Nakamura. *Electron Devices Meeting, 2003, IEDM '03 Technical Digest. IEEE International, p. 16.1.1-16.1.3*

**[DiSanto2005]** “Effect of gate-source access region stress on current collapse in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFETs”, D.W. DiSanto and C.R. Bolognesi. *Electronics Letters 14th April 2005 Vol. 41 No. 8, p. 503-504*

**[Faqir2006]** “Physical investigation of high-field degradation mechanisms in Ga<sub>N</sub>/AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs”, M. Faqir, A. Chini, G. Verzellesi, F. fantini, F. Rampazzo, G. Meneghesso, E. Zanoni, J. Bernat, P. Kordos. *ROCS Workshop, 2006, p. 25-31*

**[Faqir2008]** “Investigation of High-Electric-Field Degradation Effects in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs” M. Faqir, G. Verzellesi, G. Meneghesso, E. Zanoni and F.Fantini. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 55, No. 7, July 2008, p. 1592-1602

**[Faqir2008-2]** “Mechanisms of RF Current Collapse in AlGa<sub>N</sub>–Ga<sub>N</sub> High Electron Mobility Transistors”, M. Faqir, G. Verzellesi, A. Chini, F. Fantini, F. Danesin, G. Meneghesso, E. Zanoni and C. Dua. *IEEE transactions on Device and Materials Reliability*, Vol. 8, No. 2, June 2008, p. 240-247

**[Farahmand2000]** “Comparison Between Wurtzite Phase and Zinblend Phase Ga<sub>N</sub> MESFET’s Using a Full Band Monte Carlo Simulation”, M. Farahmand and K.F. Brennan. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 47, No. 3, March 2000, p. 493-497

**[Faucher2012]** “Electromechanical Transconductance Properties of a Ga<sub>N</sub> MEMS Resonator With Fully Integrated HEMT Transducers”, M. Faucher, Y. Cordier, M. Werquin, L. Buchailot, C. Gaquière and D. Théron. *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 21, No. 2, April 2012, p. 370-378

**[Floriot2012]** “New Qualified Industrial AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT process-power performances and reliability figures of merite”, D. Floriot, H. Blanck, D. Bouw, F. Bourgeois, M. Camiade, L. Favède, M. Hosch, H. Jung, B. Lambert, A. Nguyen, K. Riepe, J. Spletstöße, H. Stieglauer, J. Thorpe and U. Meiners. *Proceedings of the 7th European Microwave Integrated Circuits Conference, 2012*, p.317-320

**[Green2000]** “The Effect of Surface Passivation on the Microwave Characteristics of Undoped AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT’s”, B.M. Green, K.K. Chu, E.M. Chumbes, J.A. Smart, J.R. Shealy and L.F. Eastman. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 21, No. 6, June 2000, p. 268-270

**[Ha2007]** “Hot-Carrier-Stress-Induced Degradation of 1 kV AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs by Employing SiO<sub>2</sub> Passivation”, M.W. Ha, Y.H. Choi, J. Lim, J.H. Park, S.S. Kim, C.M. Yun and M.K. Han. *Proceedings of the 19th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs May 27-30, 2007 Jeju, Korea*, p. 129-132

**[Hilsenbeck2000]** “Aging behaviour of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFETs with advanced ohmic and Schottky contacts”, J. Hilsenbeck, E. Nebauer, J. Wurfl, G. Trankle and H. Obloh. *Electronics Letters* 25<sup>th</sup> May 2000 Vol. 36 No. 11, p. 980-981

**[ITRS2012]** [www.itrs.net](http://www.itrs.net)

**[Kim2003]** “Effects of Si<sub>N</sub> Passivation and High-Electric Field on AlGa<sub>N</sub>–Ga<sub>N</sub> HFET Degradation”, H. Kim, R.M. Thompson, V. Tilak, T.R. Prunty, J.R. Shealy, and L. F. Eastman. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 24, No. 7, July 2003, p. 421-423

**[Koleske2002]** “Influence of Al<sub>N</sub> nucleation layer temperature on Ga<sub>N</sub> electronic properties grown on SiC”, D.D. Koleske, R.L. Henry, M.E. Twigg, J.C. Culbertson, S.C. Binari, A.E. Wickenden and M. Fatemi. *Applied Physics Letters (Volume: 80, Issue: 23)*, Jun 2002, p. 4372-4374

**[Koley2003]** “Slow Transients Observed in AlGaIn/GaN HFETs : Effects of SiN<sub>x</sub> Passivation and UV Illumination”, G. Koley, V. Tilak, L.F. Eastman and M.G. Spencer. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 50, No. 4, April 2003, p. 886-893

**[Kordos2006]** “The effect of passivation on the performance of AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors”, P. Kordoš, P. Kúdela, D. Gregušová and D. Donoval. *Semiconductor Science and Technology*, Volume 21, Issue No. 12, September 2006, p.1592

**[Kuboyama2011]** “Single-Event Damages Caused by Heavy Ions Observed in AlGaIn/GaN HEMTs”, S. Kuboyama, A. Maru, H. Shindou, N. Ikeda, T. Hirao, H. Abe and T. Tamura. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 58, No. 6, December 2011, p. 2734-2738

**[Kwack2011]** “1kW S-band Solid State Radar Amplifier”, J.Y. Kwack, K.W. Kim, S. Cho. *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2011 IEEE 12<sup>th</sup> Annual*

**[Lee2006]** “High Performance AlGaIn/GaN HEMT Switches Employing 500°C Oxidized Ni/Au Gate for Very Low Leakage Current and Improvement of Uniformity”, S.C Lee, J. Lim, M.W. Ha, J.C. Her, C.M. Yun and M.K. Han. *Proceedings of the 18th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's June 4-8, 2006 Naples, Italy*

**[Li2001]** “High breakdown voltage GaN HFET with field plate”, J. Li, S.J. Cai, G.Z. Pan, Y.L. Chen, C.P. Wen and K.L. Wang. *Electronic Letters 1st February 2001 Vol. 37 No. 3, p. 196-197*

**[Lin2005]** “Leakage current and breakdown electric-field studies on ultrathin atomic-layer-deposited Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> on GaAs”, H. C. Lin, P. D. Ye, and G. D. Wilk. *Applied Physics Letters Volume: 87, Issue: 18, p. 182904 - 182904-3*

**[Lin2008]** “Low resistance Ti/Al/Ni/Au Ohmic contact to (NH<sub>4</sub>)<sub>2</sub>S<sub>x</sub> treated n-type GaN for high temperature applications” F. Lin, B. Shen, S. Huang, F. J. Xu, H. Y. Yang, W. H. Chen, N. Ma, Z. X. Qin, and G. Y. Zhang. *Solid-State and Integrated-Circuit Technology, ICSICT 2008, p. 726-729*

**[Liu2011]** “Effects of the strain relaxation of an AlGaIn barrier layer induced by various cap layers on the transport properties in AlGaIn/GaN heterostructures”, Z.Y. Liu, J.C. Zhang, H.T Duan, J.S. Xue, Z.Y. Lin, J.C. Ma., X.Y. Xue and Y. Hao. *Chinese Phys. B 20 097701*

**[Luo2002]** “Comparison of Surface Passivation on Films for Reduction of Current Collapse in AlGaIn/GaN High Electron Mobility Transistors”, B. Luo, R. Mehandru, J. Kim and F. Ren. *High Performance Devices, Proceedings, 2002, p. 477-486*

**[Makaram2010]** “Evolution of structural defects associated with electrical degradation in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors”, P. Makaram, J. Joh, J.A. del Alamo, T. Palacios and C.V. Thompson. *Appl. Phys. Lett. 96, 233509 (2010), p. 233509 - 233509-3*

**[Marcon2012]** “Reliability of AlGaIn/GaN HEMTs: Permanent leakage current increase and output current drop” D. Marcon, J. Viaene, P. Favia, H. Bender, X. Kang, S. Lenci, S. Stoffels and S. Decoutere. *Microelectronics Reliability 52 (2012), p. 2188-2193*

**[Masuda2012]** “GaN Single-Chip Transceiver Frontend MMIC for X-Band Applications”, S. Masuda, M. Yamada, Y. Kamada, T. Ohki, K. Makiyama, N. Okamoto, K. Imanishi, T. Kikkawa and H. Shigematsu. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*

**[Mathieu2009]** “Physique des semiconducteurs et des composants électroniques”, H. Mathieu et H. Fanet. *Edition Dunod, 2009*

**[Mehandru2003]** “AlGaNGaN metal–oxide–semiconductor high electron mobility transistors using Sc<sub>2</sub>O<sub>3</sub> as the gate oxide and surface passivation”, R. Mehandru, B. Luo, J. Kim, F. Ren, B.P. Gila, A.H. Onstine, C.R. Abernathy, S.J. Pearton, D. Gotthold, R. Birkhahn, B. Peres, R. Fitch, J. Gillespie, T. Jenkins, J. Sewell, D. Via and A. Crespo. *Applied Physics Letters (Volume: 82, Issue: 15), 2003, p. 2530-2532*

**[Meneghesso2004]** “Surface-Related Drain Current Dispersion Effects in AlGaIn–GaIn HEMTs”, G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U.K. Mishra, C. Canali and E. Zanoni. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 51, No. 10, October 2004, p. 1554-1561*

**[Meneghesso2009]** “Anomalous Kink Effect in GaN High Electron Mobility Transistors”, G. Meneghesso, F. Zanon, M.J. Uren and E. Zanoni. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 30, No. 2, February 2009, p. 100-102*

**[Meneghesso2010]** “Reliability issues of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors”, G. Meneghesso, M. Meneghini, A. Tazzoli, N. Ronchi<sup>1</sup>, A. Stocco<sup>1</sup>, A. Chini and E. Zanoni. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2010, 2(1), p. 39-50*

**[Menozzi2008]** “Reliability of GaN-Based HEMT Devices”, R. Menozzi. *Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices, COMMAD 2008, p. 44-50*

**[Micovic2006]** “GaN HFET for W-band Power Applications” M. Micovic, A. Kurdoghlian, P. Hashimoto, M. Hu, M. Antcliffe, P.J. Willadsen, W.-S. Wong, R. Bowen, I. Milosavljevic, A.Schmitz, M. Wetzel, D.H. Chow. *International Electron Device Meeting 2006, p. 1- 3*

**[Mimis2011]** “A 2GHz GaN Class-J Power Amplifier for Base Station Applications”, K. Mimis, K.A. Morris and J.P. McGeehan. *IEEE Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2011, p. 5-8*

**[Miura2004]** “Effects of Interfacial Thin Metal Layer for High-Performance Pt–Au-Based Schottky Contacts to AlGaIn–GaIn”, N. Miura, T. Oishi, T. Nanjo, M. Suita, Y. Abe, T. Ozeki, H. Ishikawa and T. Egawa. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 51, No. 3, March 2004, p. 297-303*

**[Mohammed2005]** “Si-induced enhancement of ohmic performance of Ti/Al/Mo/Au metallisation for AlGaIn/GaIn HEMTs”, F.M. Mohammed, L. Wang, H.J. Koo and I. Adesida. *Electronics Letters 18th August 2005 Vol. 41 No. 17, p. 984-985*

**[Nakajima2009]** “Physical Mechanism of Buffer-Related Lag and Current Collapse in GaN-Based FETs and their Reduction by Introducing a Field Plate”, A. Nakajima, K. Itagaki and K. Horio. *Reliability Physics Symposium, 2009 IEEE International*, p. 722-726

**[Nguyen99]** “Drain current compression in GaN MODFETs under large-signal modulation at microwave frequencies”, C. Nguyen, N.X. Nguyen and D.E. Grider. *Electronics Letters* 5<sup>th</sup> August 1999 Vol. 35 No. 16, p. 1380-1382

**[Nitronex]** [www.nitronex.com](http://www.nitronex.com)

**[NSM]** <http://www.ioffe.rssi.ru/SVA/NSM/Semicond>

**[Palacios2005]** “High-power AlGaIn/GaN HEMTs for Ka-band applications”, T. Palacios, A. Chakraborty, S. Rajan, C. Poblenz, S. Keller, S. P. DenBaars, J. S. Speck, and U. K. Mishra. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, no. 11, p. 781–783, November 2005

**[Pangelly2012]** “A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs”, Raymond S. Pengelly, Simon M. Wood, James W. Milligan, Scott T. Sheppard, and William L. Pribble. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 6, p. 1764 – 1783, June 2012.

**[Puzyrev2011]** “Radiation-Induced Defect Evolution and Electrical Degradation of AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistors”, Y. S. Puzyrev, T. Roy, E.X. Zhang, D.M. Fleetwood, R. D. Schrimpf and S.T. Pantelides. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 58, No. 6, December 2011, p. 2918-2924

**[Robertson2005]** “High dielectric constant oxides”, J. robertson, *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 28, p. 265-291 (2004)

**[Saito2007]** “Current Collapseless High-Voltage GaN-HEMT and its 50-W Boost Converter Operation”, W. Saito, M. Kuraguchi, Y. Takada, K.Tsuda, Y. Saito, I. Omura and M. Yamaguchi. *Electron Devices Meeting, 2007. IEDM 2007. IEEE International*

**[Sarua2006]** “Piezoelectric strain in AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors under bias” A. Sarua, H. Ji, M. Kuball, M.J. Uren, T. Martin, K.J. Nash, K.P. Hilton, and R. S. Balmer., *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, p. 103502 - 103502-3, 2006

**[Sheu2003]** “White-Light Emission From Near UV InGaIn–GaN LED Chip Precoated With Blue/Green/Red Phosphors”, J. K. Sheu, S. J. Chang, C. H. Kuo, Y. K. Su, L.W. Wu, Y.C. Lin, W.C. Lai, J.M. Tsai, G.C. Chi and R.K. Wu. *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 15, No. 1, January 2003, p. 18-20

**[Sheu2005]** “Effect of low-temperature-grown GaN cap layer on reduced leakage current of GaN Schottky diodes”, J.K Sheu, M.L. Lee, W.C. Lai. *Applied Physics Letters (Volume: 86, Issue: 5)*, Jan 2005, p. 052103 - 052103-3

**[Singhal2006]** “GaN-on-S Failure Mechanisms and Reliability improvements”, S. Singhal, J.C. Roberts, P. Rajagopal, T. Li, A.W. Hanson, R. Therrien, J.W. Johnson, I.C. Kizilyalli, K.J. Linthicum. *IEEE 44th Annual International Reliability Physics Symposium, San Jose, 2006*, p. 95-98

**[Smorchkova2001]** “AlN/GaN and (Al,Ga)N/AlN/GaN two-dimensional electron gas structures grown by plasma-assisted molecular-beam epitaxy”, I.P. Smorchkova, L. Chen, T. Mates and L. Shen. *Journal of Applied Physics (Volume: 90, Issue: 10)*, p. 5196-5201

**[Sozza2005]** “Thermal stability of Mo-based Schottky contact for AlGaIn/GaN HEMT”, A. Sozza, C. Dua, E. Morvan, B. Grimbort, M.A. di Forte-Poisson, S.L. Delage and E. Zanoni. *Electronics Letters 4<sup>th</sup> August 2005 Vol. 41 No. 16*, p. 61-62

**[Tang2013]** “High-Voltage (600-V) Low-Leakage Low-Current-Collapse AlGaIn/GaN HEMTs With AlN/SiN<sub>x</sub> Passivation”, Z. Tang, S. Huang, Q. Jiang, S. Liu, C. Liu and K.J. Chen. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 34, No. 3, March 2013*, p. 366-368

**[Tipirneni2007]** “Silicon Dioxide-Encapsulated High-Voltage AlGaIn/GaN HFETs for Power-Switching Applications”, N. Tipirneni, V. Adivarahan, G. Simin, and A. Khan. *IEEE Electron Device Letters, Volume 28, Issue 9, 2007*, p. 784-786

**[Triquint]** [www.triquint.com](http://www.triquint.com)

**[Valizadeh2008]** “High-Temperature Very Low Frequency Noise-Based Investigation of Slow Transients in AlGaIn/GaN MODFETs”, P. Valizadeh. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Vol. 8, No. 2, June 2008*, p. 265-271

**[Vetury2001]** “The Impact of Surface States on the DC and RF Characteristics of AlGaIn/GaN HFETs”, R. Vetury, N.Q. Zhang, S. Keller and U.K. Mishra. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 48, No. 3, March 2001*, p. 560-566

**[Wang2004]** “Low-κ BCB Passivation on AlGaIn–GaN HEMT Fabrication”, W.K.Wang, C.H. Lin, P.C. Lin, C.K. Lin, F.H. Huang, Y.J. Chan, G.T. Chen and Jen-Inn Chyi. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 25, No. 12, December 2004*, p. 763-765

**[Wang2011]** “Kink Effect in AlGaIn/GaN HEMTs Induced by Drain and Gate Pumping”, M. Wang and K.J. Chen. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 32, No. 4, April 2011*, p. 482-484

**[Wong2012]** “Growth and Fabrication of AlGaIn/GaN HEMT on SiC Substrate”, Y.Y. Wong, Y.S. Chiu, T.T. Luong, T.M. Lin, Y.T. Ho, Y.C. Lin, E.Y. Chang. *ISCS Proc. 2012, Kuala Lumpur, Malaysia*, p. 729-732

**[Wu2004]** “High-gain Microwave GaN HEMTs with Source-terminated Field-plates”, Y.F. Wu, M. Moore, T. Wisleder, P.M. Chavarkar, U.K. Mishra and P. Parikh. *Electron Devices Meeting, 2004. IEDM Technical Digest. IEEE International, 2004*, p. 1078-1079

**[Wu2006]** "40-W/mm Double Field-plated GaN HEMTs " Y.-F Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder. *Device Research Conference, 2006 64th 26-28 June 2006* p. 151 - 152

**[Xu2004]** “A new field-plated GaN HEMT structure with improved power and noise performance”, H. Xu, C. Sanabria, A. Chini, Y. Wei, S. Heikman, S. Keller, U.K. Mishra and R.A. York. *International Journal of High Speed Electronics and Systems Vol. 14, No. 3 (2004)* 810-815, p. 186-191



**[Xu2012]** “Performance Enhancement of GaN High Electron-Mobility Transistors with Atomic Layer Deposition Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> Passivation”, D. Xu, K. Chu, J. Diaz, W. Zhu, R. Roy, P. Seekell, L. Mt. Pleasant, R. Isaak, X. Yang, K. Nichols, D. Pritchard, G. Duh, and P.C. Chao. *Lester Eastman Conference on High Performance Devices (LEC), 2012*

**[Yang2012]** “High-Linearity K-Band Absorptive-Type MMIC Switch Using GaN PIN-Diodes”, J.G. Yang and K. Yang. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 23, No. 1, January 2013, p. 37-39*

**[Yoshida2009]** “A 76 GHz GaN-on-Silicon Power Amplifier for Automotive Radar Systems”, S. Yoshida, M. Tanomura, Y. Murase, K. Yamanoguchi, K. Ota, K. Matsunaga and H. Shimawaki. *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International, p. 665-668*

**[Zhou2004]** “Ti/Al/Ni/Au and Ti/Al/Pt/Au Multi-Layer Ohmic Contacts on Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N/GaN Heterostructures”, H.M. Zhou, B. Shen, D.J. Chen, N. Tang, T.S. Chen, G. Jiao, L. Rul, R. Zhang, Y. Shil and Y.D. Zheng. *Workshop, Junction Technology, 2004, IWJT '04, p. 179-182*

# Chapitre 2

## Technologies GH50-10 et GH25-10

---

Ce deuxième chapitre présente les deux technologies à base de GaN développées par UMS et étudiées au cours de ces travaux : les technologies GH50 et GH25.

Ces deux technologies sont réalisées sur un substrat SiC et présentent des différences significatives de composition des couches épitaxiales, de géométrie des masques et au niveau de la longueur de grille qui est de 0,5  $\mu\text{m}$  pour la technologie GH50 et 0,25  $\mu\text{m}$  pour la technologie GH25. En outre, la technologie GH25 comprend des capacités MIM (Métal Isolant Métal) en plus des éléments passifs traditionnels (résistances et inductances), ce qui fait que les caractéristiques et les applications de ces deux technologies sont très différentes. Ainsi, GH50 est une technologie de barrettes de puissance fonctionnant jusqu'à 8 GHz alors que GH25 est une technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) pour des applications jusqu'à 20 GHz.

Après avoir présenté la structure et les applications des HEMTs des technologies GH50 et GH25, les méthodes de caractérisation électrique statique des HEMTs, qui permettent d'évaluer les performances et la qualité des composants à partir de l'extraction des principaux paramètres électriques, sont présentées. Nous verrons dans le quatrième chapitre que le suivi de l'évolution de ces paramètres au cours des tests de vieillissement accéléré permet d'évaluer la fiabilité des composants. Par ailleurs, deux des effets parasites des technologies GH50 et GH25, qui sont caractérisés dans le troisième chapitre, sont identifiés.

Enfin, des mesures permettant de définir l'aire de sécurité de fonctionnement des deux technologies ont été mises en œuvre. En effet, les éléments passifs de la technologie GH25 ont été caractérisés au moyen de mesures électriques et de mesures thermiques infrarouges. Puis des mesures de tension de claquage en mode 2 terminal (sur la diode Schottky polarisée en inverse), et 3 terminal (sur le transistor à canal ouvert et bloqué) ont été réalisées sur des composants de la technologie GH50.

## 2.1 Présentation des technologies GH50 et GH25

### 2.1.1 La technologie GH50

#### 2.1.1.1 Structure et fabrication

La technologie GH50 est basée sur un HEMT présentant une longueur de grille de  $0,5 \mu\text{m}$  et les caractéristiques suivantes :

- Un substrat semi-isolant SiC de  $100 \mu\text{m}$  d'épaisseur
- Une grille à base d'or en forme de T
- Des ponts à air
- Une passivation SiN permettant de protéger la face avant
- Des interconnexions de type « via » pour les contacts de source
- Un « field plate » connecté à la source

Les paragraphes qui suivent décrivent de façon succincte les différentes étapes du processus de fabrication de la technologie GH50-10 [DK-GH50]. La croissance des couches GaN et AlGaN se fait par MOCVD (§ 1.3.2.1) sur le substrat semi-isolant SiC pour former la région active des transistors, des diodes et des résistances GaN.

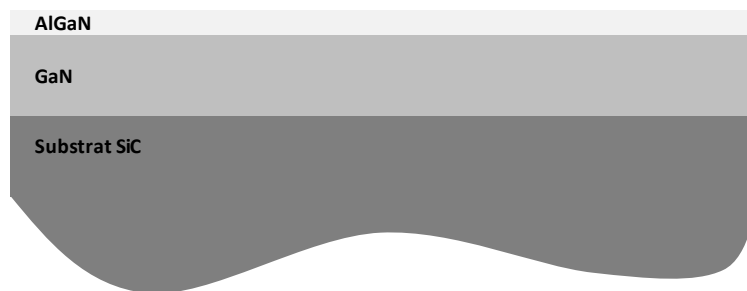


Figure 2-1 : Représentation schématique du substrat et de la région active

Après avoir déposé et gravé une couche de résine photorésistante, les contacts ohmiques sont évaporés sur l'intégralité du wafer puis structurés avant d'être recuits thermiquement. Ceci définit les zones de drain et de source des transistors, les contacts des résistances GaN et les zones de contact de la face arrière au travers d'interconnexions de type « via ».

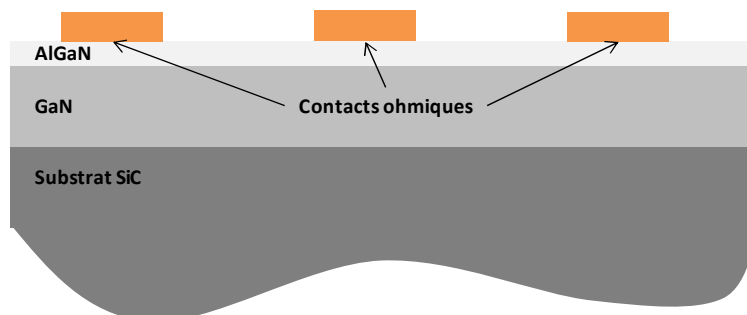


Figure 2-2 : Représentation schématique de la structure après dépôt des contacts ohmiques

Une couche de SiN est ensuite déposée sur l'ensemble du wafer de façon à passiver la surface du semi-conducteur et la protéger au cours des étapes de fabrication suivantes.

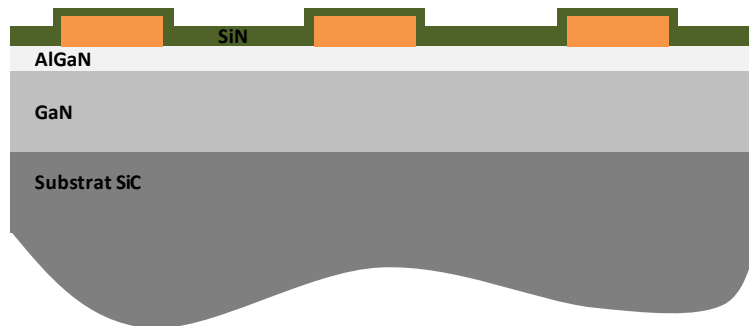


Figure 2-3 : Représentation schématique de la structure après dépôt de la première couche de passivation

L'isolation des zones actives des composants (transistors, diodes et résistances GaN) est ensuite réalisée par implantation d'argon. Une résine photorésistante est déposée sur les zones à protéger (c'est-à-dire les zones actives des composants) des ions argon de haute énergie qui détruisent la structure cristalline du semi-conducteur dans les zones où une résistivité élevée est requise.

Une lithographie par faisceau d'électron est ensuite utilisée pour dessiner la structure du pied des grilles en forme de T. Une gravure à ions réactifs est utilisée pour ouvrir une fenêtre dans la première couche de passivation comme illustré sur la figure 2-4.

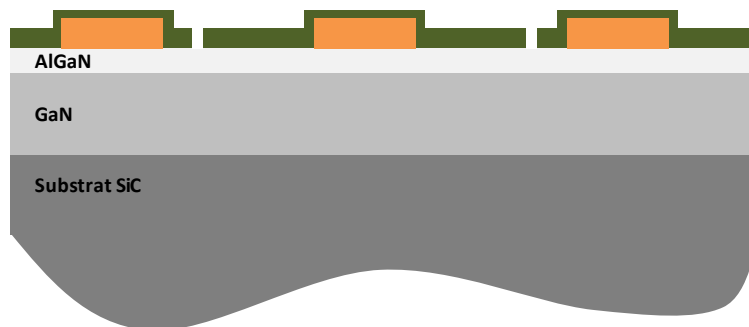


Figure 2-4 : Représentation schématique de la structure après ouverture de la passivation pour le dépôt des pieds de grille

Une lithographie optique est alors utilisée pour définir la structure de la tête de grille, puis la métallisation Schottky est déposée par évaporation comme illustré sur la figure 2-5.

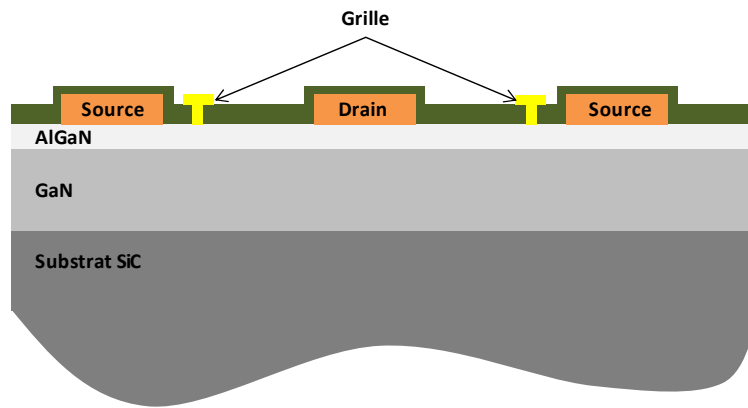


Figure 2-5 : Représentation schématique de la structure après dépôt de la métallisation du contact Schottky

Une seconde couche de SiN est ensuite déposée sur tout le wafer pour réaliser la couche diélectrique qui sera sous le « field plate » et protéger la tête de grille pendant le reste du processus de fabrication.

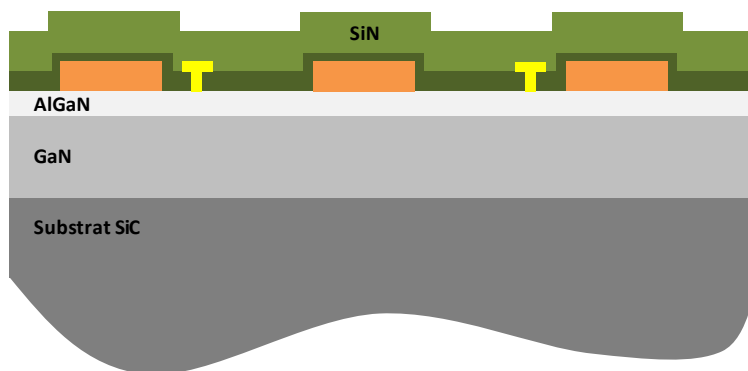


Figure 2-6 : Représentation schématique de la structure après dépôt de la seconde couche de passivation

Une lithographie optique est utilisée pour dessiner une ouverture dans les deux couches de passivation aux endroits où une interconnexion entre les contacts ohmiques et le premier métal (métal 1) est nécessaire. Les ouvertures sont ensuite gravées à l'aide d'ions réactifs.

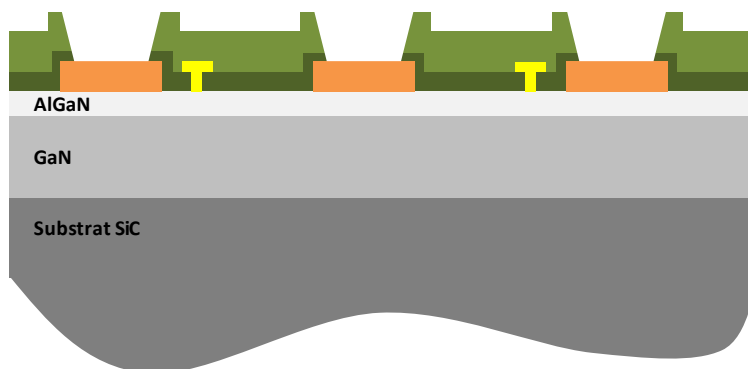


Figure 2-7 : Représentation schématique de la structure après ouverture des couches de passivation pour dépôt du premier métal

La couche de métallisation est définie par lithographie, évaporation de métal et une étape de gravure. Cette couche permet d'une part de renforcer les lignes et les plots de contact, et d'autre part de former le « field plate » comme illustré sur la figure 2-8.

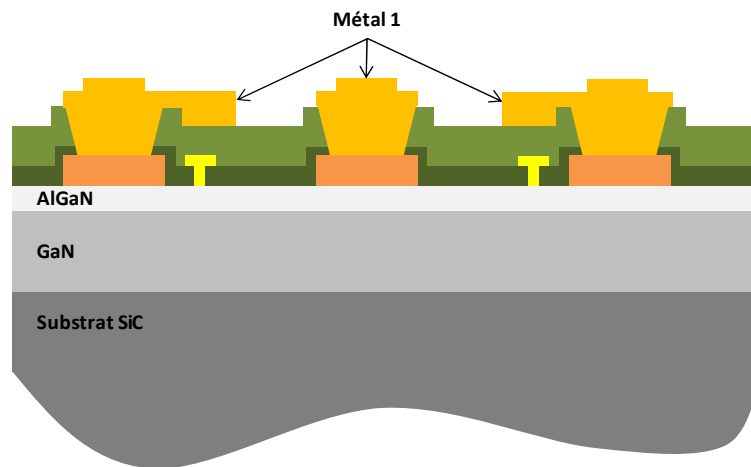


Figure 2-8 : Représentation schématique de la structure après dépôt du métal 1

Une résine photorésistante est ensuite déposée de façon à réaliser les contacts entre le métal 1 et les pieds des ponts à air. Une fine couche de métal est alors déposée sur l'ensemble du wafer (protégé par la résine) de façon à former une électrode pour le processus de dépôt d'or électrolytique effectué après le dépôt d'une autre couche photorésistante. Une fois que le dépôt d'or électrolytique est terminé, la couche photorésistante est retirée, la fine couche de métal est gravée et enfin la première couche photorésistante est retirée, définissant ainsi les ponts à air.

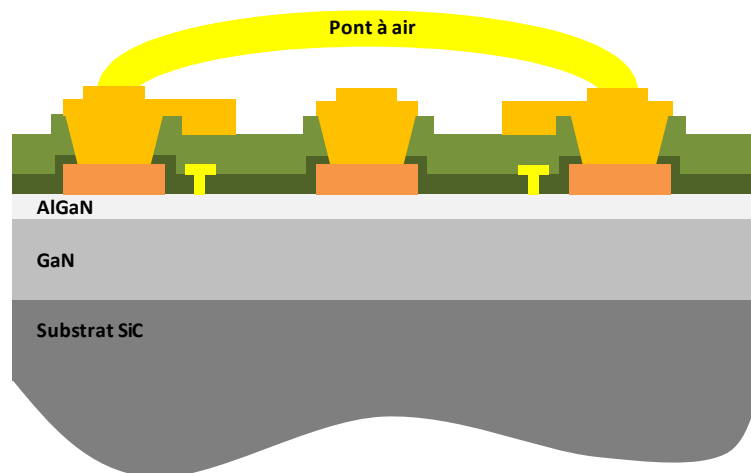


Figure 2-9 : Représentation schématique de la structure après réalisation des ponts à air

Une fine couche de SiN est alors déposée sur tout le wafer pour protéger et passiver la surface et les ponts à air. Les ouvertures pour les plots de contact DC et RF sont définies par lithographie de contact et gravure par ions réactifs.

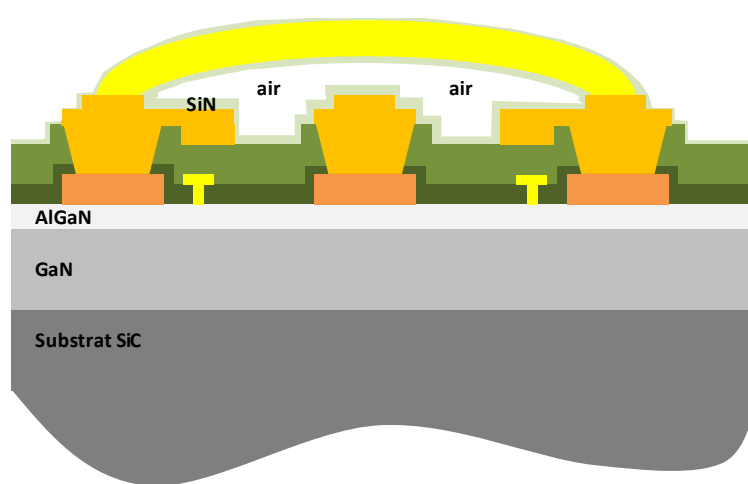


Figure 2-10 : Représentation schématique de la structure après passivation finale

Enfin la face avant du wafer est fixée sur un substrat en verre pour la protéger et la face arrière est amincie jusqu'à 100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur par un processus de polissage. La face arrière du substrat SiC est alors recouverte d'une fine couche d'aluminium dans laquelle les vias sont définis par lithographie de contact. Le substrat SiC est gravé jusqu'au contact ohmique de source et la couche d'aluminium est retirée. Une fine couche de métal est ensuite pulvérisée sur l'ensemble du substrat SiC de façon à garantir un contact électrique ininterrompu entre le substrat et les contacts ohmiques de source. Cette fine couche de métal est ensuite renforcée par un dépôt d'or électrolytique, formant ainsi la métallisation de la face arrière de faible résistivité. Pour finir, le wafer est détaché du substrat en verre puis nettoyé.

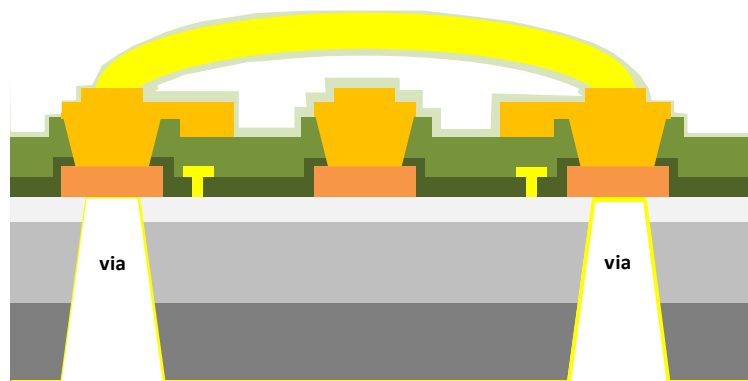


Figure 2-11 : Représentation schématique de la structure finale

### 2.1.1.2 Applications

La technologie GH50 est la première filière GaN à être qualifiée en Europe [Floriot2012] et a été développée pour les applications RF de haute puissance de la bande *S* à la bande *C* (de 2 GHz à 7 GHz). Les transistors et les barrettes de transistors de la technologie GH50 sont de ce fait adaptés aux applications radar et télécom.

## 2.1.2 La technologie GH25

### 2.1.2.1 Structure et fabrication

La technologie GH25 est basée sur un HEMT présentant une longueur de grille de  $0,25 \mu\text{m}$  et les caractéristiques suivantes :

- Un substrat semi-isolant SiC de  $100 \mu\text{m}$  d'épaisseur
- Une grille à base d'or en forme de T
- Des ponts à air
- Une passivation SiN permettant de protéger la face avant
- Des interconnexions de type « via » pour les contacts de source
- Un « field plate » connecté à la source

Les différentes étapes du processus de fabrication sont très semblables à celles de la technologie GH50 et ne seront donc pas traitées. En revanche, la technologie GH25 comprend des capacités MIM en plus des éléments passifs communs avec la technologie GH50 (résistances et inductances) afin de permettre la fabrication de MMIC (« Monolithic Microwave Integrated Circuit ») [Santhakumar2008] [Palmour2010]. L'ensemble de ces structures est présentée dans la partie suivante [DK-GH25].

### 2.1.2.2 Eléments passifs

La technologie GH25 comprend des résistances de trois types différents : les résistances GaN, les résistances TaN et les résistances TiWSi. Les résistances GaN présentent une résistance par carré ( $R_{\square}$ ) de  $600 \Omega/\square$  à  $300 \text{ K}$  et un coefficient de variation en température élevé de l'ordre de  $+10000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{K}$ . Les résistances GaN sont réalisées par la mise en place de deux contacts ohmiques comme illustré sur la figure 2-12.

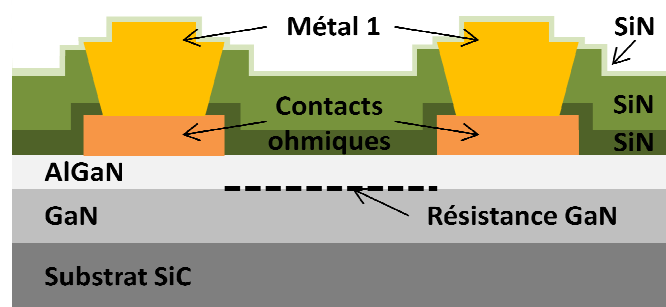


Figure 2-12 : Représentation schématique d'une résistance GaN (GH50 et GH25)

Les résistances TaN présentent une valeur de  $R_{\square}$  de  $30 \Omega/\square$  à  $300 \text{ K}$  et un coefficient de variation en température faible de l'ordre de  $-275 \text{ ppm}/^{\circ}\text{K}$ . Les résistances TaN sont réalisées par dépôt d'une couche de TaN sur la deuxième couche de passivation et la prise de contact s'effectue par le métal 1 comme illustré sur la figure 2-13.



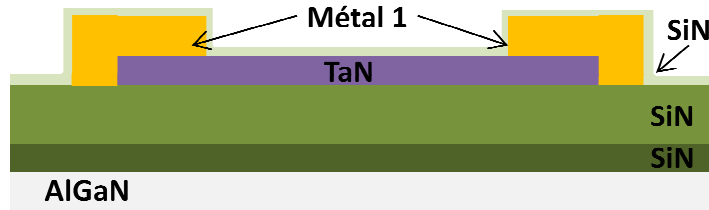


Figure 2-13 : Représentation schématique d'une résistance TaN (GH50 et GH25)

Les résistances TiWSi présentent une valeur de  $R_{\square}$  de  $1000 \Omega/\square$  à 300 K et un coefficient de variation en température de l'ordre de  $-1500 \text{ ppm}/^{\circ}\text{K}$ . Les résistances TiWSi sont réalisées par dépôt d'une couche de TiWSi sur la deuxième couche de passivation et la prise de contact s'effectue avec le métal 1 comme illustré sur la figure 2-14.

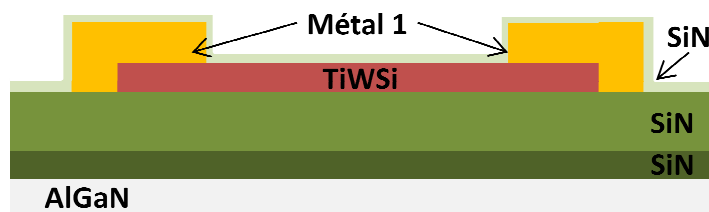


Figure 2-14 : Représentation schématique d'une résistance TiWSi (GH50 et GH25)

Les inductances en spirale sont caractérisées par la largeur du métal 1 et le nombre de tours. Elles sont réalisées avec le métal 1 et la prise de contact au centre de la spirale se fait à l'aide d'un pont à air comme illustré sur la figure 2-15.

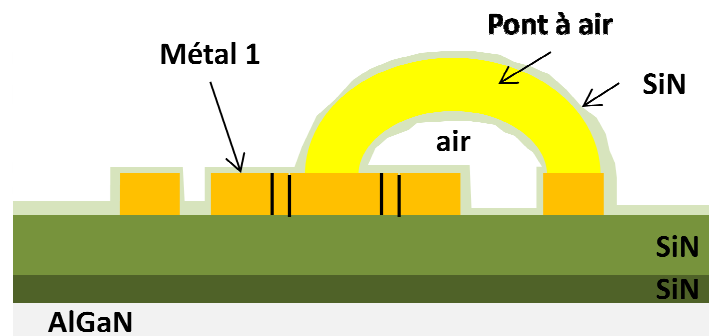


Figure 2-15 : Représentation schématique d'une inductance (GH50 et GH25)

Les capacités MIM (Métal – Isolant – Métal) sont caractérisées par une capacité surfacique de  $250 \text{ pF}/\text{mm}^2$ . Le métal 1 et le SiN constituent respectivement les électrodes et le diélectrique de la capacité comme illustré sur la figure 2-16.

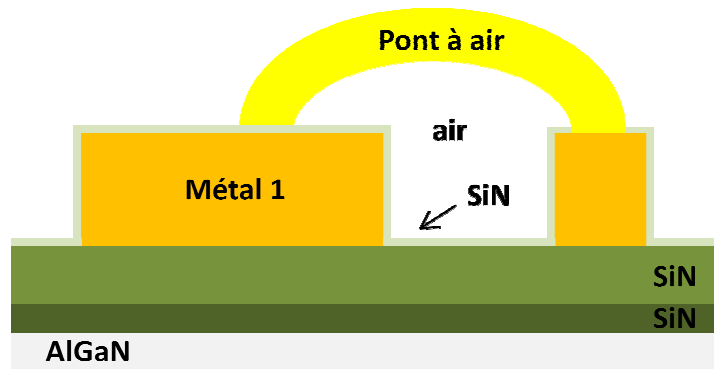


Figure 2-16 : Représentation schématique d'une capacité MIM (GH25)

### 2.1.2.3 Applications

La technologie GH25 sera la deuxième filière GaN à être qualifiée par UMS et a été développée pour les applications RF de haute puissance de la bande *X* à la bande *Ku* (de 8 GHz à 18 GHz) pour répondre aux attentes des marchés des télécommunications et de la défense pour la réalisation de brouilleurs par exemple.

### 2.1.3 Synthèse

Au cours de cette première partie, les étapes de fabrication des HEMTs des technologies GH50 et GH25 ont été présentées succinctement et la structure des composants actifs et passifs a été détaillée. La figure 2-17 présente une photographie d'un DEC (« Dynamic Evaluation Circuit ») de la technologie GH25 vu de dessus au microscope optique.

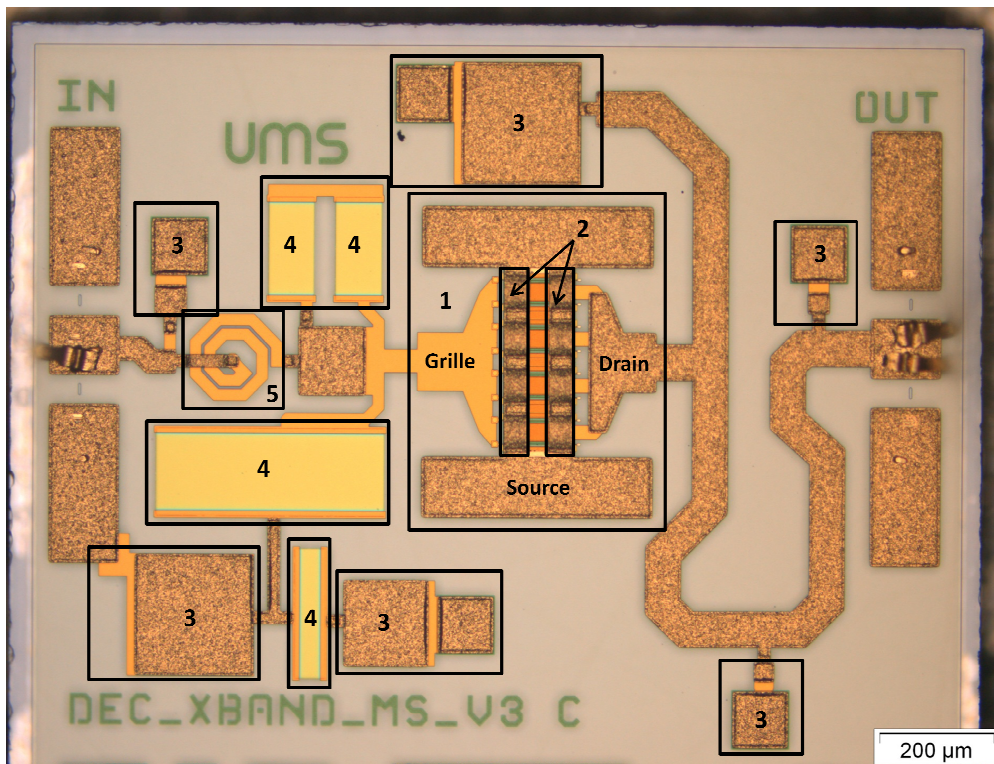


Figure 2-17 : Photographie optique en vue de dessus d'un DEC de la technologie GH25

Afin de faciliter la compréhension de la figure 2-17, les différentes structures visibles sur la photographie du DEC ont été numérotées : on peut donc y voir un HEMT (1) présentant 8 doigts de grille, des ponts à air (2) permettant de relier entre eux les contacts de source du HEMT, des capacités MIM (3), des résistances TaN (4) et une inductance (5). Les zones granuleuses, situées par exemple au dessus des capacités MIM, correspondent à l'or électrolytique.

## 2.2 Caractérisation électrique statique des HEMTs

### 2.2.1 Caractéristiques d'entrée

#### 2.2.1.1 Caractéristique en direct de la diode

La caractéristique en direct de la diode permet d'évaluer la qualité du contact Schottky au travers du facteur d'idéalité  $n$ , de la hauteur de barrière  $\Phi_B$  et du courant de saturation  $I_S$ . La figure 2-18 présente la caractéristique en direct de la diode Schottky d'un HEMT de la technologie GH25.

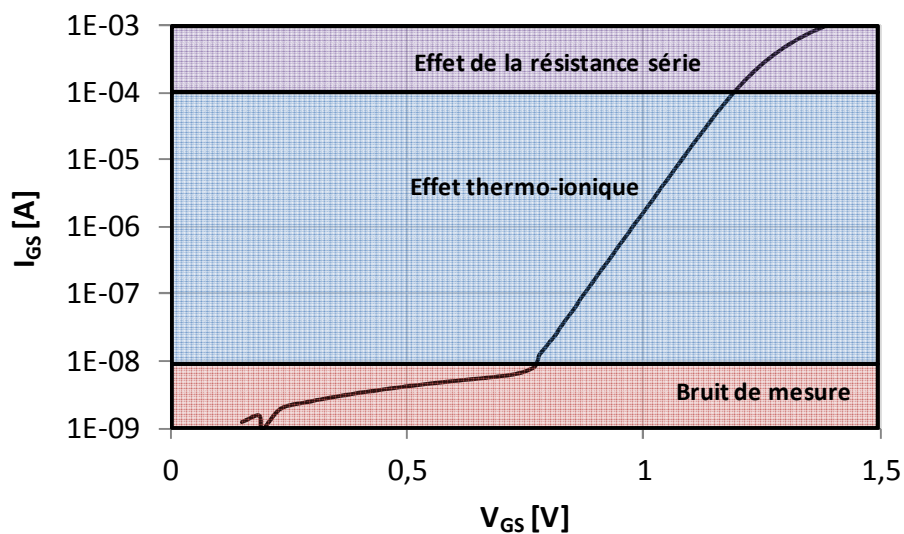


Figure 2-18 : Caractéristique en direct de la diode Schottky d'un HEMT de la technologie GH25

Nous avons vu dans le premier chapitre (§ 1.3.1.4) que le fait d'appliquer une tension positive entre le métal et le semi-conducteur provoque une diffusion des électrons du semi-conducteur vers le métal, créant de ce fait un courant  $I$  du métal vers le semi-conducteur conditionné par des phénomènes physiques différents selon la région de la structure. A l'interface, l'émission thermo-ionique au dessus de la barrière de potentiel est le mécanisme prédominant. Dans la zone de charge d'espace du semi-conducteur, les phénomènes de diffusion sont prédominants et la structure devient ohmique, on parle alors des effets de la résistance série de la diode notée  $R_S$ .

Dans le cas d'une diode idéale polarisée en direct, c'est-à-dire avec une tension métal/semi-conducteur positive, l'expression du courant  $I$  en fonction de la tension  $V$  est donnée par l'équation [Mathieu2009] :

$$I = I_S \left[ e^{\left[ \frac{qV}{k_B T} \right]} - 1 \right] \quad \text{Eq. 2.1}$$

avec  $q$  la charge de l'électron,  $V$  la tension appliquée,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température et  $I_S$  le courant de saturation de la diode :

$$I_S = AA^* T^2 e^{\left( \frac{-\Phi_B}{k_B T} \right)} \quad \text{Eq. 2.2}$$

avec  $A$  la surface de la diode,  $\Phi_B$  la hauteur de barrière de la diode,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température et  $A^*$  la constante de Richardson [Mathieu2009] :

$$A^* = \frac{4\pi q m^* k_B^2}{h^3} \quad \text{Eq. 2.3}$$

avec  $q$  la charge de l'électron,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $h$  la constante de Planck et  $m^*$  la masse effective de l'électron dans le semi-conducteur [Curutchet2005] :

$$m_{Al_xGa_{1-x}N}^* = (0,22 + 0,13x)m_e \quad \text{Eq. 2.4}$$

avec  $x$  la fraction molaire d'aluminium de la couche AlGaN et  $m_e$  la masse de l'électron dans le vide.

Dans la mesure où la tension appliquée est bien supérieure au terme  $k_B T/q$  (26 mV à température ambiante) et compte tenu du fait que la diode n'est pas idéale, l'expression du courant direct de la diode grille-source en fonction de la tension  $V_{GS}$  est donnée par l'équation :

$$I_{GS} = I_S e^{\left[ \frac{q(V_{GS} - R_S I_{GS})}{nk_B T} \right]} \quad \text{Eq. 2.5}$$

avec  $I_S$  le courant de saturation de la diode,  $q$  la charge de l'électron,  $V_{GS}$  la tension appliquée entre la grille et la source du HEMT,  $R_S$  la résistance série de la diode,  $n$  le facteur d'idéalité de la diode,  $k_B$  la constante de Boltzmann et  $T$  la température.

La chute de tension aux bornes de la résistance série étant négligeable dans la zone où l'effet thermo-ionique est prédominant, l'expression du courant  $I_{GS}$  devient :

$$I_{GS} = I_S e^{\left[ \frac{qV_{GS}}{nk_B T} \right]} \quad \text{Eq. 2.6}$$

Les valeurs du courant de saturation et du facteur d'idéalité peuvent alors être obtenues graphiquement à l'aide de l'équation 2.6 comme illustré sur la figure 2-19.

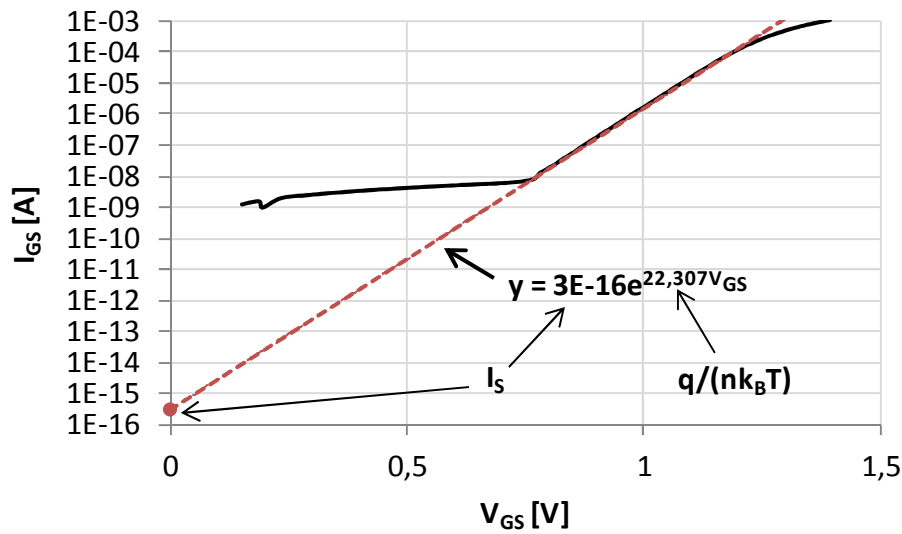


Figure 2-19 : Extraction graphique du courant de saturation  $I_S$  et du facteur d'idéalité  $n$  de la diode Schottky d'un HEMT de la technologie GH25

Enfin, la hauteur de barrière  $\Phi_B$  est calculée à partir de l'équation 2.2 :

$$\Phi_B = \frac{k_B T}{q} \ln \left( \frac{A A^* T^2}{I_S} \right) \quad \text{Eq. 2.7}$$

### 2.2.1.2 Caractéristique en inverse de la diode

Lorsque la diode est polarisée en inverse, c'est-à-dire par une tension négative appliquée entre le métal et le semi-conducteur, la largeur de la zone d'espace augmente comme  $|V|^{1/2}$  alors que la tension à ses bornes augmente comme  $V$ . Ce qui implique que le champ électrique à l'intérieur de cette zone augmente. Or la tension appliquée ne peut pas augmenter indéfiniment car il existe une limite à la valeur du champ électrique  $E$  résultant. En effet lorsque la force électrique  $F = -qE$  exercée sur les électrons devient supérieure à la force de liaison des électrons de valence sur les noyaux, ces derniers sont libérés. En d'autres termes, le champ électrique maximal que l'on peut établir dans un cristal semi-conducteur est celui qui provoque l'excitation directe d'un électron lié de la bande de valence vers un état libre de la bande de conduction, c'est-à-dire l'ionisation du matériau [Mathieu2009].

Ainsi dès que le champ électrique est de l'ordre de  $3,3 \times 10^6 \text{ V.cm}^{-1}$ , valeur du champ de claquage dans GaN, l'accélération acquise par les électrons est suffisante pour leur permettre de générer des paires électrons-trous par ionisation par impact du fait des chocs avec les atomes de cristal. Ces paires sont alors accélérées à leur tour et peuvent créer d'autres paires, ce qui engendre une réaction en chaîne : c'est l'effet d'avalanche.

La caractéristique en inverse de la diode permet donc de déterminer la valeur de la tension de claquage qui donne une indication sur la robustesse des composants. La figure 2-20 présente la caractéristique en inverse de la diode Schottky d'un composant de la technologie GH50 jusqu'à l'obtention de la tension de claquage (notée  $V_{BGS}$ ) qui correspond généralement à la tension pour laquelle le module du courant est égal à 1mA/mm (critère utilisé sur GaAs).

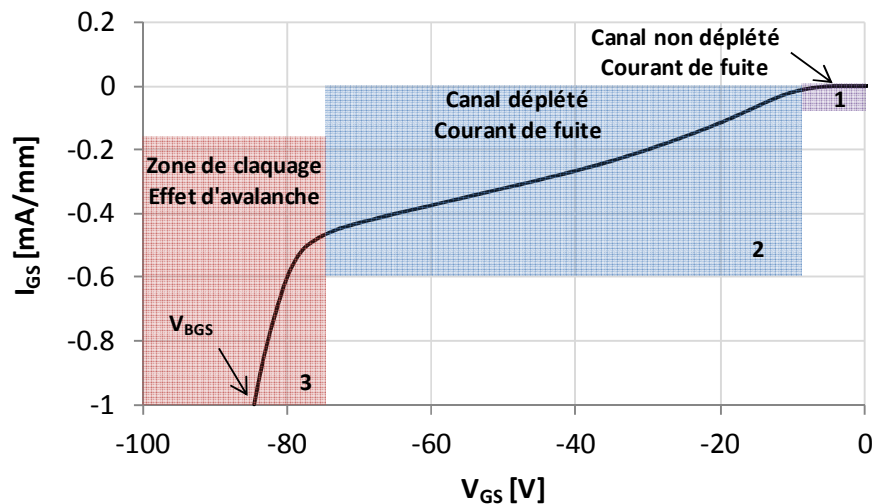


Figure 2-20 : Caractéristique en inverse de la diode Schottky d'un HEMT de la technologie GH50

Nous avons vu dans le premier chapitre (§ 1.2.1.4) que le fait d'appliquer une tension négative entre le métal et le semi-conducteur entraîne une augmentation de la barrière semi-conducteur/métal qui s'oppose à la diffusion des électrons. La diode est alors bloquée et le courant mesuré correspond à un courant de fuite. Dans la zone 1, le module de la tension est inférieur à celui de la tension de seuil ( $|V| < |V_{Th}|$ ) et les électrons circulent de la grille vers la source par le canal. Dans la zone 2, le module de la tension est supérieur à celui de la tension de seuil ( $|V| > |V_{Th}|$ ) et les électrons ne peuvent plus passer par le canal. Ils circulent donc de la grille vers la source par la couche AlGaIn. Dans la zone 3, le semi-conducteur est ionisé comme expliqué plus haut et les électrons génèrent des paires électron-trou au travers d'une réaction en chaîne.

## 2.2.2 Caractéristiques de sortie et de transfert

### 2.2.2.1 Caractéristique de sortie $I_{DS}(V_{DS})$

Les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  permettent notamment d'extraire la densité de courant de saturation de drain maximale notée  $I_{DSS}$  ( $I_{DS}$  à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  et  $V_{GS} = 0\text{ V}$ ) et la valeur de la résistance drain-source en régime ohmique, notée  $R_{DSon}$ , qui permet d'évaluer la qualité des contacts ohmiques et des propriétés de transport des porteurs dans le canal sous faible champ électrique. La figure 2-21 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et le courant de grille  $I_{GS}$  associé d'un transistor typique de la technologie GH50.

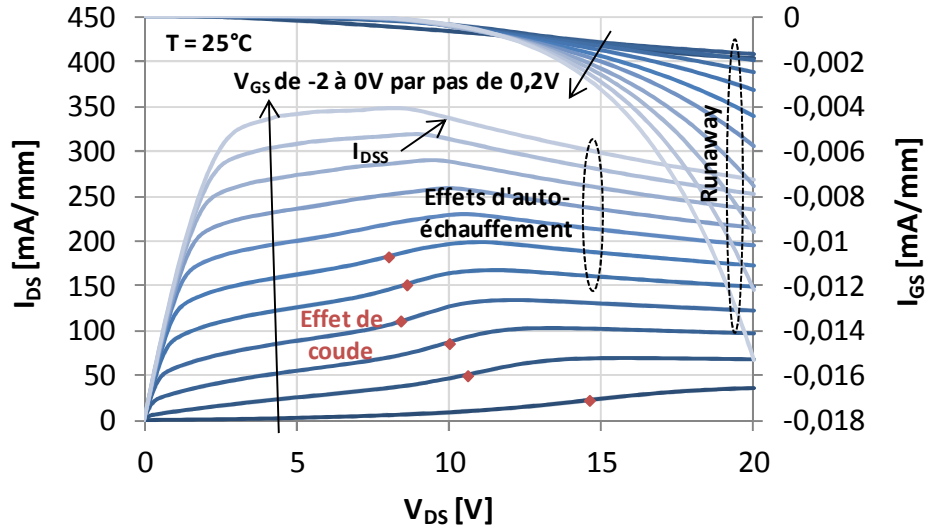


Figure 2-21 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courant de grille associé d'un HEMT typique de la technologie GH50 à température ambiante ;  $V_{DS}$  est croissant

En observant les caractéristiques de sortie de la figure 2-21, il apparaît d'une part un léger effet de coude qui traduit la présence de pièges dans la structure cristalline (§ 1.3.2.2) et qui sera traité en détail dans le troisième chapitre (§ 3.1), et d'autre part, une diminution du courant de drain pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$  ( $> 10$  V) et à canal ouvert ( $V_{GS}$  proche de 0 V), attribuée aux effets d'auto-échauffement. Ces effets induisent une diminution de la mobilité électronique et par conséquent une diminution du courant de drain [Arulkumaran2002].

Par ailleurs, on observe une augmentation du courant de grille avec l'augmentation de  $V_{DS}$  qui se produit pour des valeurs de  $V_{DS}$  de plus en plus faibles à mesure que la tension  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V. Ce phénomène, appelé mécanisme de « runaway », a été identifié comme un mécanisme de fin de vie de la technologie GH50-10 [Lambert2012] et sera étudié en détail dans le troisième chapitre (§ 3.2).

La résistance drain source  $R_{DS}$  est définie de la façon suivante :

$$R_{DS} = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{DS}} \right|_{V_{GS}=0V} \quad \text{Eq. 2.8}$$

La figure 2-22 présente son évolution en fonction de  $I_{DS}$  à  $V_{GS} = 0$  V en échelle semi-logarithmique de façon à pouvoir repérer la zone de fonctionnement en régime ohmique et ainsi déterminer la valeur de  $R_{DS(on)}$ .

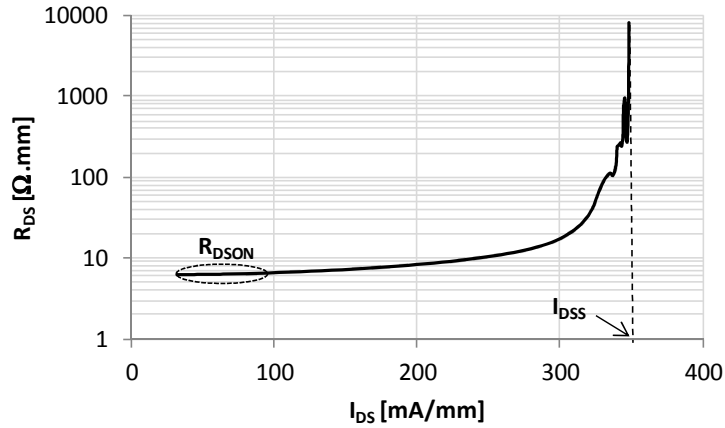


Figure 2-22 : Détermination graphique de  $R_{DS(ON)}$  à  $V_{GS} = 0$  V

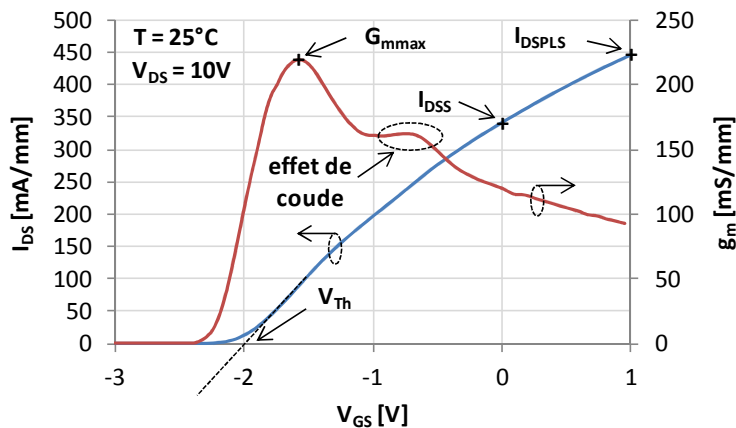
Le fonctionnement en régime ohmique est identifié par la zone où la résistance  $R_{DS}$  ne varie pas en fonction du courant  $I_{DS}$ . La zone où la résistance augmente rapidement en fonction du courant de drain traduit l'entrée du HEMT en régime de saturation. Ainsi, plus la valeur de  $R_{DS(ON)}$  est faible, meilleure est la qualité des contacts ohmiques et des propriétés de transport des porteurs dans le canal sous faible champ électrique.

### 2.2.2.2 Caractéristique de transfert $I_{DS}(V_{GS})$

La caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  permet d'extraire la tension de seuil  $V_{Th}$ , la transconductance maximale notée  $G_{mmax}$ , la densité de courant de saturation  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  ( $I_{DS}$  à  $V_{DS} = 10$  V et  $V_{GS} = 1$  V). La transconductance  $G_m$  d'un transistor traduit l'efficacité de la commande de la tension de grille sur le courant de drain à une tension  $V_{DS}$  constante, et doit être par conséquent la plus élevée possible. Elle s'exprime de la façon suivante :

$$G_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \quad \text{Eq. 2.9}$$

La figure 2-23 présente la caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  et la transconductance associée de HEMTs des technologies GH50 et GH25 à température ambiante.





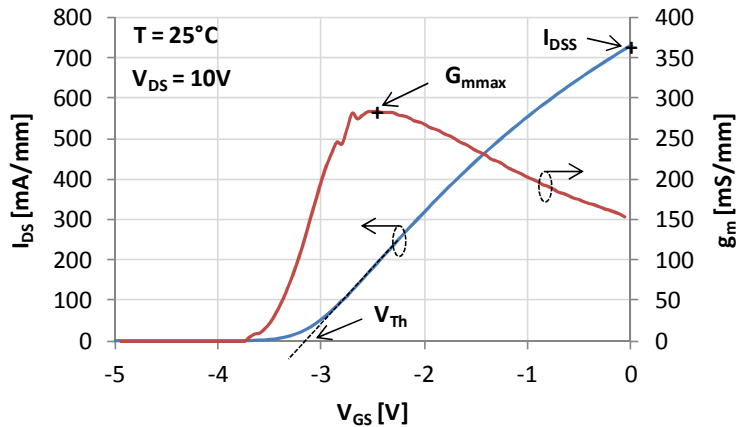


Figure 2-23 : Caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  et transconductance associée d'un HEMT typique de la technologie GH50 (en haut) et de la technologie GH25 (en bas) à température ambiante ;  $V_{GS}$  est croissant ;  $V_{DS} = 10\text{ V}$

La comparaison des caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  des deux HEMTs révèle d'une part que la densité maximale de courant est plus élevée pour la technologie GH25 que pour la technologie GH50, et d'autre part que la tension de seuil est plus élevée en valeur absolue pour la technologie GH25. Ces différences sont dues au fait que le taux d'aluminium de la couche AlGaN est plus élevé pour la technologie GH25 que pour la technologie GH50. En effet, nous avons vu dans le premier chapitre que l'augmentation du taux d'aluminium entraîne une augmentation du nombre de porteurs dans le canal (§ 1.2.1.3).

La comparaison de l'évolution de la transconductance des deux HEMTs révèle que la transconductance maximale est plus élevée pour la technologie GH25 du fait de la plus grande densité de courant de saturation  $I_{DSS}$  et de la plus petite longueur de grille. Enfin, le rebond observé sur la transconductance du composant de la technologie GH50 est attribué à l'effet de coude observé sur la caractéristique de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  (figure 2-21). En effet, l'amplitude de ce dernier à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  diminue fortement pour des valeurs de  $V_{GS}$  supérieures à  $-1\text{ V}$ . Ce qui entraîne une plus grande variation du courant de drain par rapport à  $V_{GS}$  et se traduit par une augmentation localisée de la transconductance.

### 2.2.3 Synthèse

Cette deuxième partie était consacrée à la caractérisation électrique statique des HEMTs à base de GaN. L'ensemble des caractéristiques d'entrée, de sortie et de transfert a été présenté et les méthodes d'extraction de certains paramètres électriques ont été détaillées.

Le tableau 2-1 présente les valeurs typiques des paramètres électriques principaux de DEC des technologies GH50 et GH25 étudiées dans ces travaux. Ces paramètres ont été extraits pour chacune des technologies d'un lot de 12 composants avant vieillissement.

Paramètres électriques	GH50	GH25
$I_{DSS}$ [mA/mm] ( $I_{DS}$ à $V_{GS} = 0$ V et $V_{DS} = 10$ V)	400	720
$V_{Th}$ [V] ( $V_{GS}$ à $I_{DSS}/100$ et $V_{DS} = 10$ V)	-2,2	-3,25
$I_{DSPLS}$ [mA/mm] ( $I_{DS}$ à $V_{GS} = 1$ V et $V_{DS} = 10$ V)	530	830
$G_{mmax}$ [mS/mm] ( $V_{DS} = 10$ V)	210	290
n	1,5	1,7
$\Phi_B$ [eV]	0,86	0,96

Tableau 2-1 : Paramètres électriques typiques de HEMT des technologies GH50 et GH25

Comme constaté précédemment, les composants de la technologie GH25 présentent une densité maximale de courant plus élevée ( $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ ), une tension de seuil plus négative ( $V_{Th}$ ) et une transconductance maximale ( $G_{mmax}$ ) plus élevée que ceux de la technologie GH50. Les paramètres de la diode Schottky sont quant à eux similaires pour les deux technologies.

### 2.3 Contribution à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement

L'aire de sécurité de fonctionnement, aussi appelée SOA (« Safe Operating Area »), désigne les zones de fonctionnement autorisées par le fabricant pour un composant électronique (actif ou passif) dans le plan courant-tension comme illustré sur la figure 2-24.

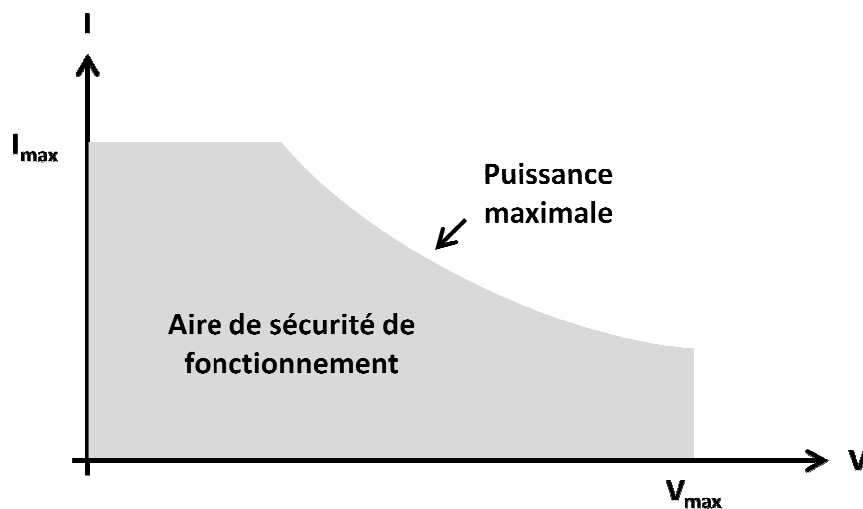


Figure 2-24 : Représentation schématique de l'aire de sécurité de fonctionnement d'un composant électronique dans le plan courant-tension

L'aire de sécurité de fonctionnement peut correspondre aux limites de destruction des composants et/ou être dimensionnée pour une durée de vie donnée. En dehors de cette zone, le fonctionnement du composant n'est donc plus « garanti ». Ce graphe illustre la tension maximale ( $V_{max}$ ), le courant maximal ( $I_{max}$ ) et la puissance maximale admissible à ne pas dépasser. Ces paramètres définissent ainsi l'AMR (« Absolute Maximum Rating »).

### 2.3.1 Caractérisation d'éléments passifs de la technologie GH25

Afin de contribuer à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement des éléments passifs de la technologie GH25, des résistances TaN et GaN ont été caractérisées électriquement puis thermiquement par la mise en œuvre de mesures thermiques infrarouge.

Les résistances TaN et GaN présentent respectivement des valeurs de « résistance carrée » ( $R_{\square}$ ) de 30  $\Omega/\square$  et 600  $\Omega/\square$ , et permettent de couvrir la gamme de résistances utilisées par les concepteurs. Le  $R_{\square}$  des résistances est défini par la relation suivante :

$$R_{\square} = R \frac{W}{L} \quad \text{Eq. 2.10}$$

avec  $R$  la valeur de la résistance,  $W$  sa largeur et  $L$  sa longueur.

#### 2.3.1.1 Etude des résistances TaN

Le tableau 2-2 et la figure 2-25 présentent respectivement les caractéristiques et le « layout » des résistances TaN étudiées.

Motif	Type	Valeur ( $\Omega$ )	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )	$R_{\square}$ ( $\Omega/\square$ )	Surface ( $\mu\text{m}^2$ )
TRES10W20	TaN	10	20	6,7	30	134
TRES20W20	TaN	20	20	13,3	30	266
TRES10W50	TaN	10	50	16,8	30	840
TRES100W20	TaN	100	20	66,7	30	1334
TRES300W20	TaN	300	20	200	30	4000
TRES20W100	TaN	20	100	66,7	30	6670
TRES300W50	TaN	300	50	500	30	25000
TRES100W100	TaN	100	100	333,7	30	33370
TRES20W400	TaN	20	400	266,7	30	106680

Tableau 2-2 : Caractéristiques des résistances TaN étudiées



Figure 2-25 : « Layout » des résistances TaN étudiées

Les résistances TaN ont tout d'abord été caractérisées à température ambiante afin d'évaluer les limites de destruction comme illustré sur la figure 2-26, qui présente l'évolution de  $R_{\square}$  en fonction du courant normalisé par rapport à la largeur  $W$  pour chaque valeur de résistance : 10, 20, 100 et 300  $\Omega$ .

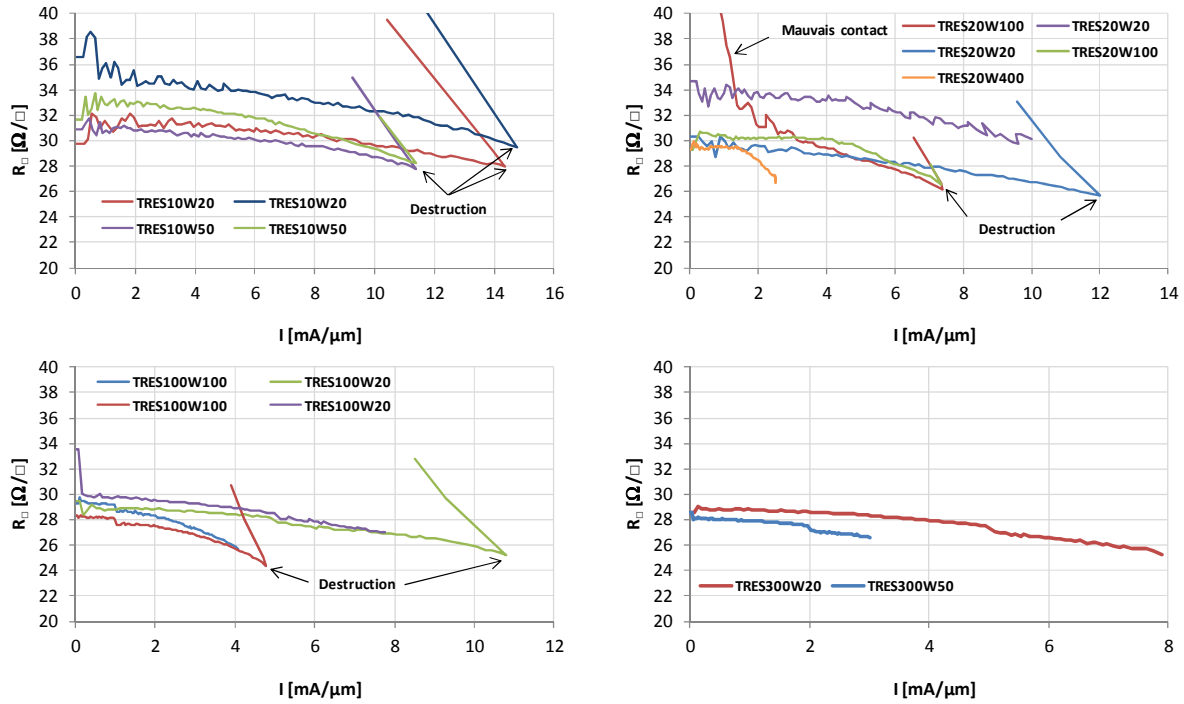


Figure 2-26 : Evolution de  $R_{\square}$  des résistances TaN à température ambiante en fonction du courant normalisé par rapport à la largeur  $W$

Les mesures de la figure 2-25 montrent que l'ensemble des résistances présente une valeur de  $R_{\square}$  proche de la valeur théorique de  $30 \Omega/\square$ , et ce quelles que soient les dimensions. On peut également observer une importante augmentation de la valeur de  $R_{\square}$  après destruction des résistances, ce qui implique une augmentation de la valeur de la résistance et traduit la présence d'un circuit ouvert.

Afin de pouvoir comparer les limites de destruction de l'ensemble des résistances testées, nous avons étudié l'évolution de la puissance dissipée normalisée à la surface de la résistance, notée  $P_{diss}$  et définie dans l'équation 2.11, en fonction de la densité de courant traversant la résistance, notée  $J$  et définie dans l'équation 2.12.

$$P_{diss} = \frac{UI}{WL} \quad \text{Eq. 2.11}$$

$$J = \frac{I}{We} \quad \text{Eq. 2.12}$$

avec  $U$  la tension appliquée aux bornes de la résistance,  $I$  le courant mesuré,  $W$  et  $L$  les dimensions de la résistance et  $e$  l'épaisseur de la couche de TaN, soit 100 nm.

La figure 2-27 présente l'évolution de la puissance dissipée normalisée à la surface de la résistance en fonction de la densité de courant la traversant.

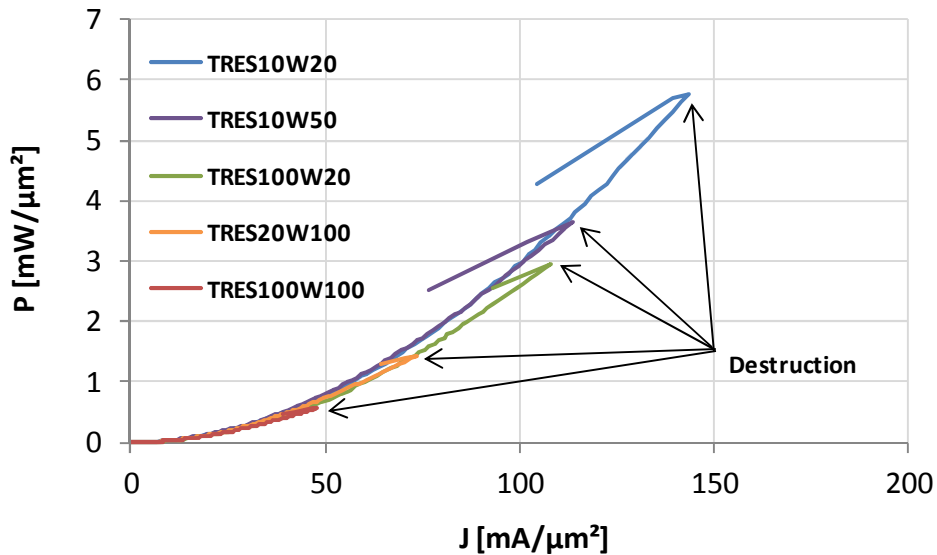


Figure 2-27 : Evolution de la puissance dissipée normalisée à la surface de la résistance en fonction de la densité de courant la traversant

D'après la figure 2-27, la puissance dissipée par unité de surface pour une densité de courant donnée est similaire pour tous les motifs. En revanche, il apparaît que plus la surface de la résistance est grande (tableau 2-2), plus la densité de courant et la puissance maximale avant destruction sont faibles, comme illustré sur la figure 2-28.

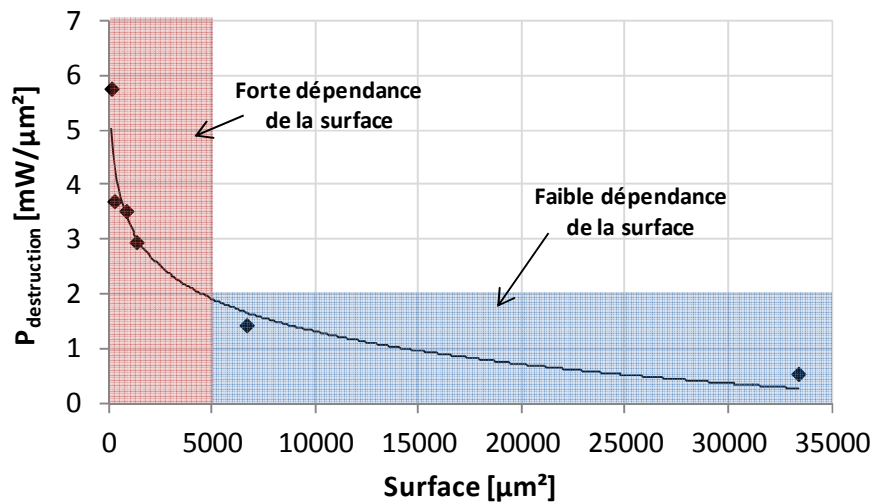


Figure 2-28 : Evolution de la puissance maximale avant destruction en fonction de la surface de la résistance

La figure 2-28 montre clairement que la valeur de la puissance maximale avant destruction dépend de la surface de la résistance. En outre, on peut identifier deux zones : une première zone pour des surfaces inférieures à  $5000 \mu\text{m}^2$  dans laquelle la limite de destruction en puissance dépend fortement de la surface, et une deuxième zone pour des surfaces supérieures à  $5000 \mu\text{m}^2$  dans laquelle la limite de destruction en puissance est quasi indépendante de la surface de la résistance.

Afin de compléter la caractérisation électrique des résistances TaN, la valeur des résistances de contact a été calculée à partir des mesures I-V effectuées sur des résistances présentant la même largeur mais des longueurs différentes, c'est-à-dire en utilisant la même technique que sur des structures de type TLM (« Transmission Line Method ») [Fontserre2011]. En effet la valeur de la résistance augmentant linéairement avec la longueur de celle-ci, il est alors possible d'extraire graphiquement la valeur de la résistance de contact, notée  $R_c$ , comme illustré sur la figure 2-29.

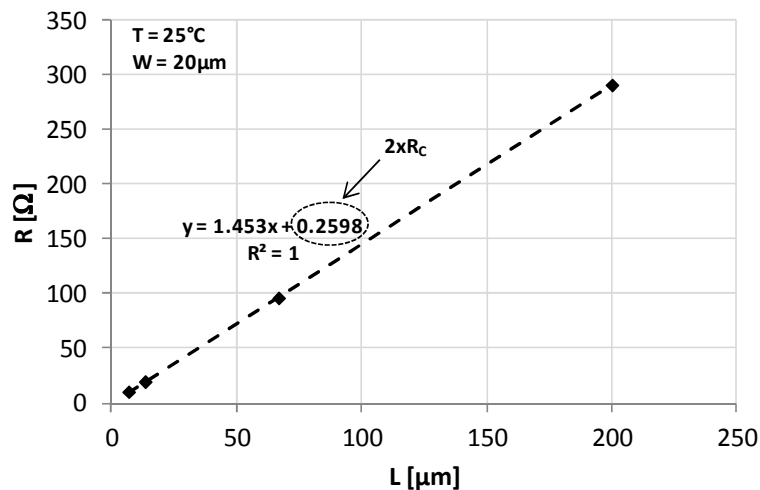


Figure 2-29 : Extraction de la résistance de contact  $R_c$  des résistances TaN

L'ordonnée à l'origine de la droite obtenue donne alors la valeur de deux résistances de contact : la résistance d'accès des résistances TaN est donc de l'ordre de  $5 \Omega \cdot \mu\text{m}$  (pour deux contacts), ce qui est très inférieur aux valeurs des résistances globales mesurées.

La figure 2-30 présente l'évolution de  $R_{\square}$  mesurée en fonction de la température afin d'en extraire le coefficient de variation en température exprimé en ppm/°C.

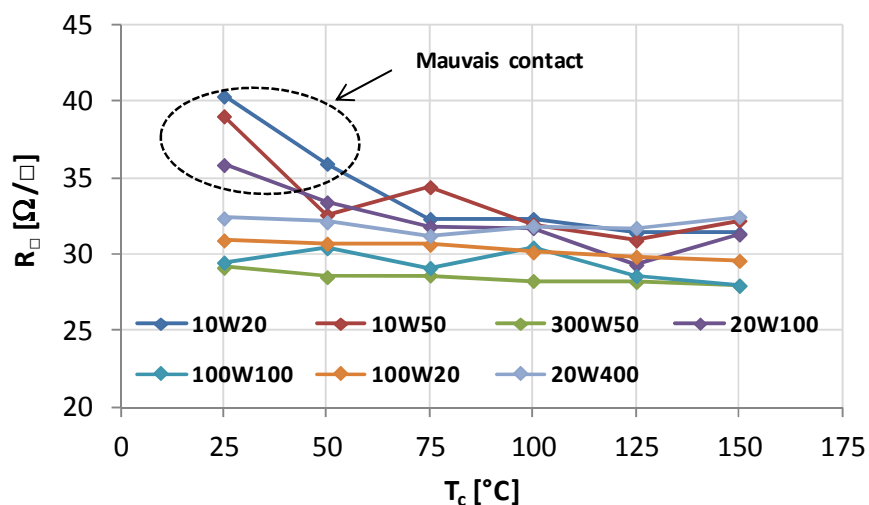


Figure 2-30 : Evolution de  $R_{\square}$  des résistances TaN en fonction de la température

La figure 2-30 montre que la valeur de  $R_{\square}$  des résistances TaN est quasiment indépendante de la température. Cela se traduit par des coefficients de température faibles compris entre -538 et -188 ppm/°C, ce qui est conforme aux données du « design kit » et les rend utilisables pour les applications destinées à fonctionner sur une large bande de température.

Enfin, des mesures thermiques infrarouges ont été mises en œuvre sur des résistances présentant des surfaces et des facteurs de forme différents, afin de localiser les points chauds des résistances sous polarisation et déterminer les densités de courant pour lesquelles on atteint une élévation de température de 100 °C, ce qui correspond au critère « historiquement » utilisé à UMS pour définir les limites d'utilisation des éléments passifs.

Ces travaux ont été réalisés en collaboration avec M. Dominique Carisetti, ingénieur au LatPI à Thales R&T.

La figure 2-31 présente l'évolution de l'élévation de la température  $T_{res}-T_c$ , avec  $T_{res}$  la température de la résistance mesurée en thermographie infrarouge et  $T_c$  la température du support de test, en fonction de la densité de courant pour trois résistances différentes.

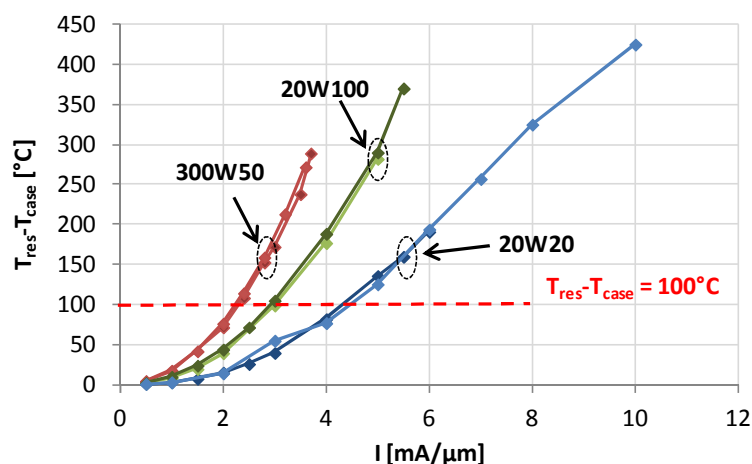


Figure 2-31 : Evolution de l'élévation de la température  $T_{res}-T_c$  en fonction du courant normalisé par rapport à la largeur  $W$

D'après la figure 2-31, l'élévation de température pour une même densité de courant est d'autant plus importante que la surface de la résistance est grande. Cela permet d'expliquer la diminution des limites de destruction en courant et en puissance avec l'augmentation de la surface, observée sur la figure 2-28. Ce phénomène a déjà été observé par Lee *et al.*, et attribué à un échauffement par effet Joule [Lee2004].

La position des points chauds sur les résistances a été repérée grâce à la cartographie infrarouge de la température sur la structure. La diffusion de la chaleur a été étudiée suivant deux axes comme illustré sur les figures 2-32 à 2-34, qui présentent respectivement les cartographies infrarouge de température obtenues sur des résistances 20W20, 20W100 et 300W50.

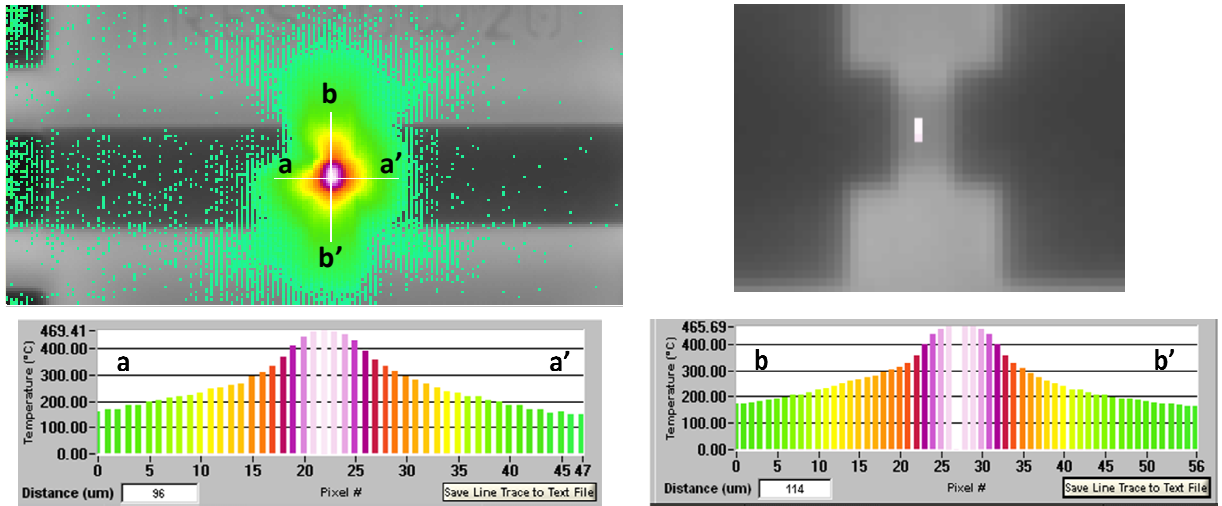


Figure 2-32 : Cartographie infrarouge de la température sur une résistance 20W20 ;  
 $T_c = 125\text{ °C}$  ;  $V = 3,1\text{ V}$ ,  $I = 8\text{ mA}/\mu\text{m}$

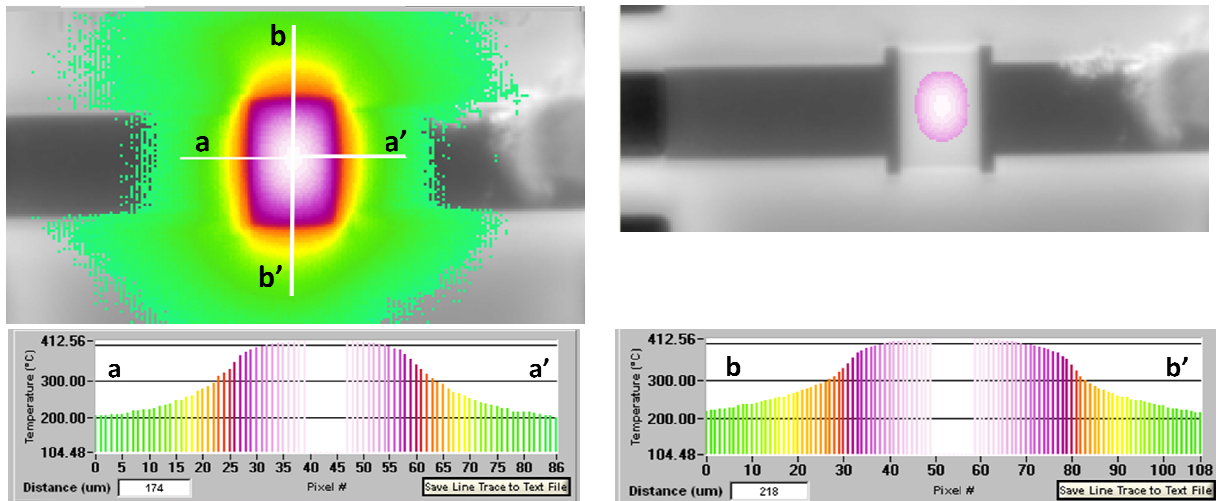


Figure 2-33 : Cartographie infrarouge de la température sur une résistance 20W100 ;  
 $T_c = 125\text{ °C}$  ;  $V = 9\text{ V}$ ,  $I = 5\text{ mA}/\mu\text{m}$

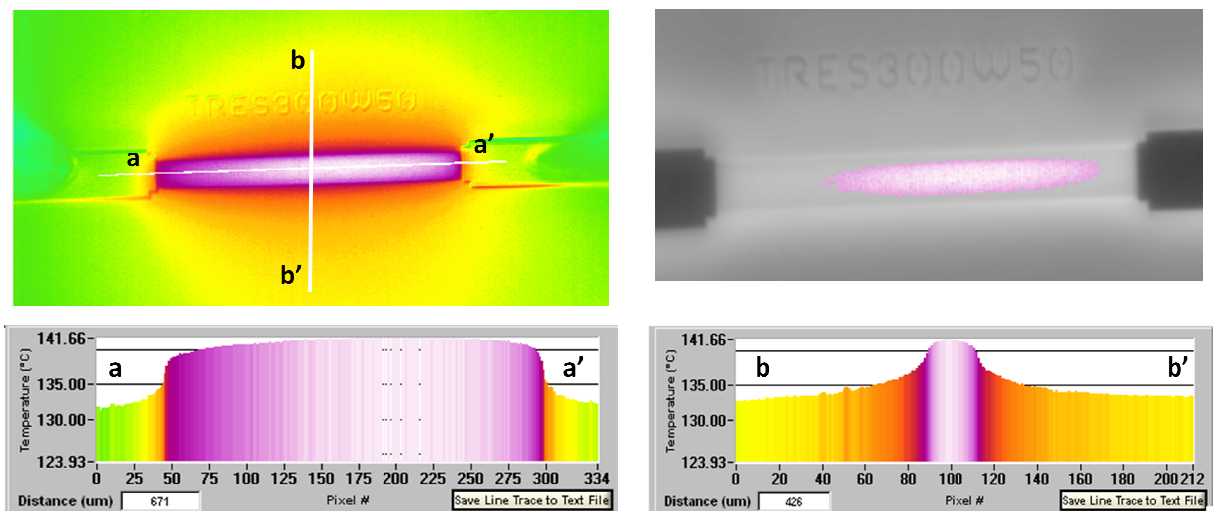


Figure 2-34 : Cartographie infrarouge de la température sur une résistance 300W50 ;  
 $T_c = 125\text{ °C}$  ;  $V = 14\text{ V}$ ,  $I = 1\text{ mA}/\mu\text{m}$



L'analyse des cartographies infrarouges de la température montre que le pic de température est toujours situé au centre des résistances quels que soient la surface et le facteur de forme. La diffusion de la chaleur est également uniforme sur l'ensemble de la structure comme le révèlent les profils de température suivant les axes  $a-a'$  et  $b-b'$ . Ainsi, le pic de température est plus étalé suivant l'axe  $a-a'$  dans la résistance 300W50 qui présente une longueur plus importante que les deux autres motifs étudiés. En considérant les élévations de température représentées sur la figure 2-31, on en déduit que plus la surface de la résistance est importante et plus il est difficile pour la structure d'évacuer la chaleur. Cao *et al.* ont en effet étudié le mécanisme de défaillance de résistances TaN et ont trouvé que la température augmentait de façon dramatique au centre des résistances en cas d'une mauvaise évacuation de la chaleur, que ce soit par conduction ou radiation [Cao2013].

Pour finir, les résistances détruites au cours des mesures ont été observées au microscope optique afin de corrélérer la signature thermique et les zones de défaillance. La figure 2-35 présente les photographies de résistances TaN défaillantes vues de dessus au microscope optique.

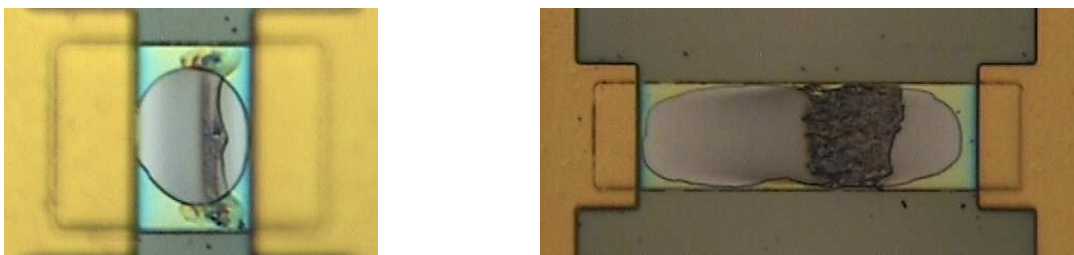


Figure 2-35 : Photographie optique en vue de dessus d'une résistance 20W20 (à gauche) et d'une résistance 100W20 (à droite) après destruction

L'analyse des photographies des résistances défaillantes révèle un décollement du nitrure principalement au centre de la structure, ce qui est cohérent avec les observations effectuées à partir des images infrarouges.

### 2.3.1.2 Etude des résistances GaN

Le tableau 2-3 et la figure 2-36 présentent respectivement les caractéristiques et le « layout » des résistances GaN étudiées qui ont fait l'objet d'analyses similaires à celles effectuées sur les résistances TaN.

Motif	Type	Valeur ( $\Omega$ )	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )	$R_{\square}$ ( $\Omega / \square$ )	Surface ( $\mu\text{m}^2$ )
ZRES2000W20	GaN	2000	20	66,66	600	1333,2
ZRES300W100	GaN	300	100	50	600	5000
ZRES2000W40	GaN	2000	40	133,33	600	5333,2
ZRES600W100	GaN	600	100	100	600	10000
ZRES900W100	GaN	900	100	150	600	15000
ZRES2000W100	GaN	2000	100	333,33	600	33333

Tableau 2-3 : Caractéristiques des résistances GaN étudiées

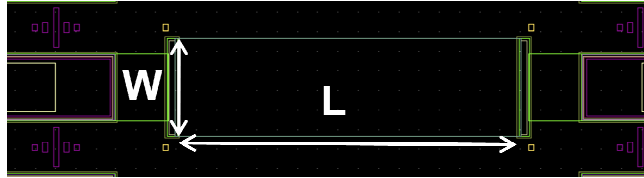


Figure 2-36 : « Layout » des résistances GaN étudiées

Les résistances GaN ont donc été caractérisées à température ambiante afin d'évaluer les limites de destruction comme illustré sur la figure 2-37 qui présente l'évolution de la densité de courant ( $I$  normalisé par rapport à  $W$ ) en fonction du champ électrique  $E$  appliqué ( $V/L$ ).

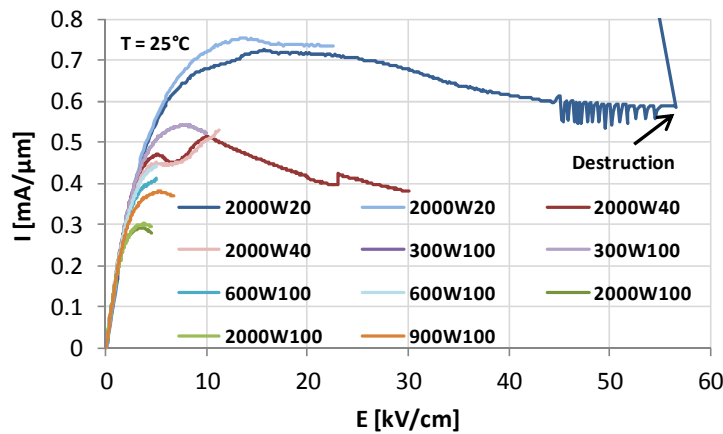


Figure 2-37 : Evolution du courant normalisé par rapport à  $W$  en fonction du champ électrique appliqué sur des résistances GaN

Les résultats de la figure 2-37 montrent que pour un champ électrique inférieur à 2 kV/cm, la valeur de la densité de courant pour un champ électrique donné est similaire sur l'ensemble des structures. Puis, le courant commence à diminuer avec l'augmentation du champ électrique pour une valeur plus faible lorsque la surface de la résistance est plus grande (tableau 2-3). Cette diminution ne peut cependant pas être attribuée à la chute de la mobilité des électrons considérant la faible valeur du champ électrique appliqué, comme illustré sur la figure 2-38 qui présente l'évolution de la vitesse des électrons dans le GaN en fonction du champ électrique [Lacheze2009].

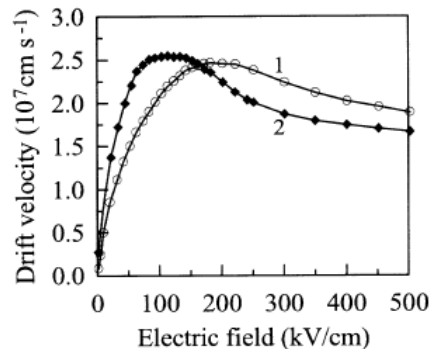


Figure 2-38 : Evolution de la vitesse des électrons dans le GaN type Wurtzite (1) et Zinc-blende (2) en fonction du champ électrique appliqué

Cela signifie que la diminution du courant est induite par des effets d'auto-échauffement [Thorsell2011]. Par ailleurs, il est difficile d'atteindre les limites de destruction de ces résistances du fait de leur valeur élevée et des limitations courant-tension des alimentations utilisées. En effet, seule une défaillance a été recensée sur une résistance 2000W20 pour une tension de 380 V et une densité de courant de l'ordre de 0,6 mA/μm. La brusque augmentation du courant après la destruction de la pièce indique la présence d'un court-circuit. Comme pour les résistances TaN, l'évolution de la valeur de  $R_{\square}$  des résistances GaN en fonction de la densité de courant a été étudiée, comme illustré sur la figure 2-39.

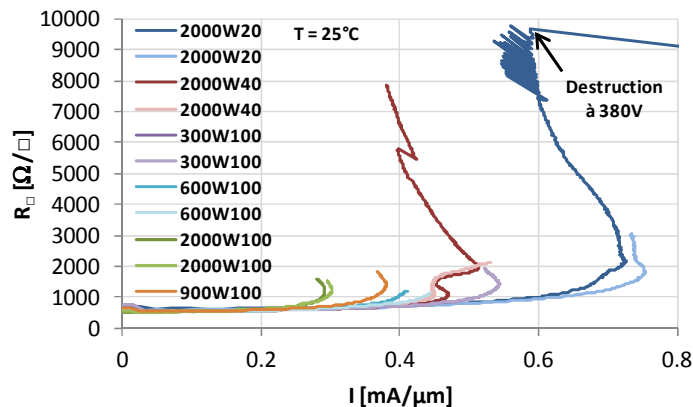


Figure 2-39 : Evolution du  $R_{\square}$  des résistances GaN à température ambiante en fonction de la densité de courant

Il apparaît que l'ensemble des résistances présente une valeur de  $R_{\square}$  de 600 Ω/□, ce qui correspond à la valeur théorique, mais seulement pour des densités de courant inférieures à 0,2 mA/μm. En effet, au-delà de cette limite,  $R_{\square}$  augmente avec la valeur du courant et ce pour un courant d'autant plus faible que la surface de la résistance est grande. Ce phénomène s'explique par les effets d'auto-échauffement qui entraînent une diminution de la mobilité électronique, et par conséquent une augmentation de la résistivité. En effet,  $R_{\square} = \rho/e = l/(qn\mu e)$ . Enfin, la valeur de la résistance de contact et le coefficient de variation en température ont été calculés à partir de mesures I-V respectivement effectuées sur des résistances présentant la même largeur mais des longueurs différentes, et en fonction de la température sur plusieurs résistances différentes comme illustré sur les figures 2-40 et 2-41.

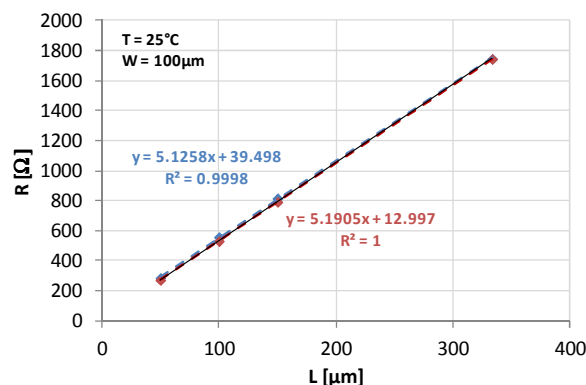


Figure 2-40 : Extraction de la résistance de contact  $R_c$  des résistances GaN

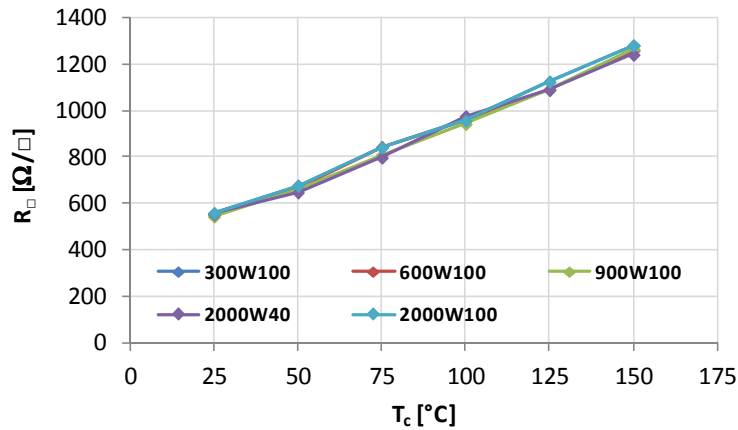


Figure 2-41 : Evolution de  $R_{\square}$  des résistances GaN en fonction de la température

La résistance de contact ohmique extraite est comprise entre 1300 et 4000  $\Omega \cdot \mu\text{m}$  (pour deux contacts), ce qui est bien supérieur à la résistance de contact des résistances TaN mais reste bien en dessous des valeurs des résistances GaN testées. En ce qui concerne la dépendance en température de  $R_{\square}$ , elle est bien plus grande que dans le cas des résistances TaN puisque le coefficient de variation en température est de l'ordre de +10000 ppm/°C, ce qui est conforme avec les données du « design kit ».

Enfin, comme dans le cas des résistances TaN, les mesures thermiques infrarouges effectuées sur les résistances GaN ont révélé que plus la surface de la résistance est grande, plus l'élévation de température pour une même densité de courant et/ou une même puissance dissipée par unité de surface est importante.

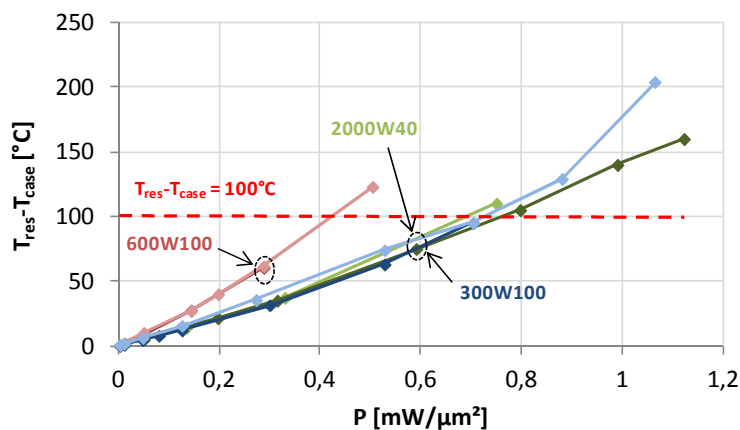


Figure 2-42 : Evolution de l'élévation de la température  $T_{res} - T_c$  en fonction de la puissance dissipée par unité de surface

Il est intéressant de constater que l'élévation de température pour une puissance dissipée par unité de surface donnée est similaire pour les résistances 2000W40 et 300W100 qui présentent à peu près la même surface (respectivement 5333  $\mu\text{m}^2$  et 5000  $\mu\text{m}^2$ ) mais des dimensions différentes (tableau 2-3).

La répartition de la température sur la structure des résistances GaN a été étudiée à l'aide des cartographies infrarouges de la température obtenues sur une résistance 300W100 et une résistance 600W100, comme illustré sur les figures 2-43 et 2-44.

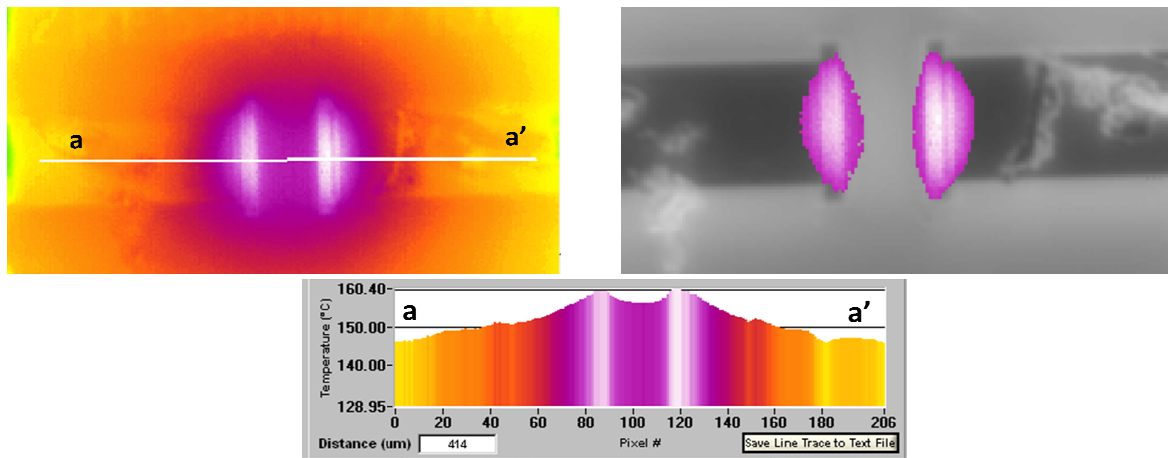


Figure 2-43 : Cartographie infrarouge de la température sur une résistance 300W100 ;  
 $T_c = 125^\circ\text{C}$  ;  $V = 37,5 \text{ V}$ ,  $I = 40 \text{ mA}$

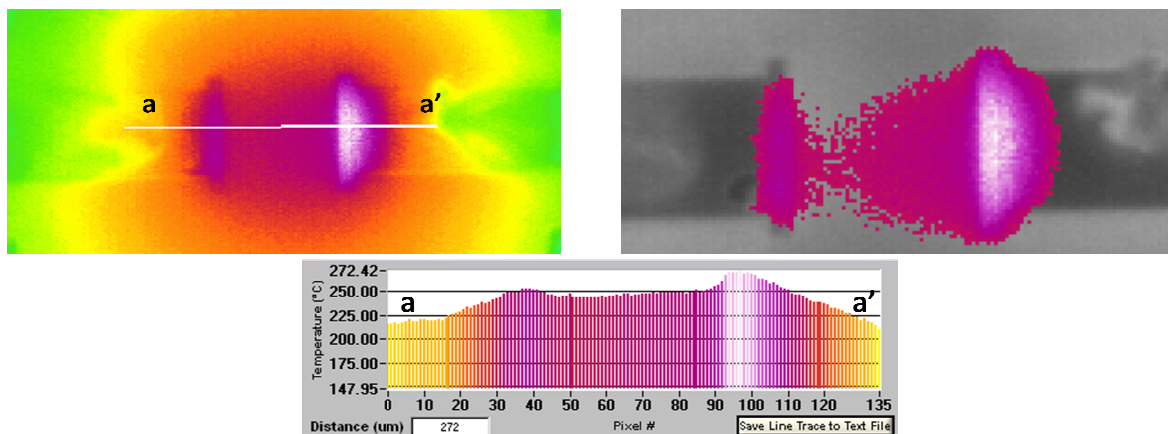


Figure 2-44 : Cartographie infrarouge de la température sur une résistance 600W100 ;  
 $T_c = 125^\circ\text{C}$  ;  $V = 140 \text{ V}$ ,  $I = 36 \text{ mA}$

Le pic de température semble se situer au niveau des contacts ohmiques. Nous avons tout d'abord suspecté un artefact de mesure mais l'inspection optique de la résistance défectueuse a confirmé l'observation infrarouge puisqu'il apparaît clairement deux défauts.



Figure 2-45 : Photographie optique en vue de dessus d'une résistance 2000W20 après destruction

### 2.3.2 Mesures de tension de claquage sur des HEMTs de la technologie GH50

Afin de contribuer à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement des HEMTs de la technologie GH50, des mesures de tension de claquage en mode diode et en mode transistor ont été mises en œuvre sur plusieurs lots de composants dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 2-4.

Technologie	Lot	Lot de fiabilité	Type	W (mm)	Remarques
GH50	Nanowatt_312	U110811	DEC 1x8x250	2	-
GH50	Nanowatt_317	U210711	DEC 1x8x250	2	-
GH50	Nanowatt_317	U340512	CHK040A 6x8x250	12	1000h de test en humidité : 85°C/85%
GH50	Puma_04 - K064312	-	CHK040A 6x8x250	12	-

Tableau 2-4 : Caractéristiques des composants étudiés

#### 2.3.2.1 Claquage de la diode polarisée en inverse

Les mesures de tension de claquage ont été réalisées sur la diode grille-source des composants et ont été effectuées en injection de courant (§ 2.2.1.2) de façon à ne pas être destructives. La tension de claquage, notée  $V_{BGS}$ , est mesurée pour  $I_{GS} = -1$  mA/mm. La figure 2-46 présente les caractéristiques de claquage de la diode grille-source, polarisée en inverse, des composants des 4 lots étudiés.

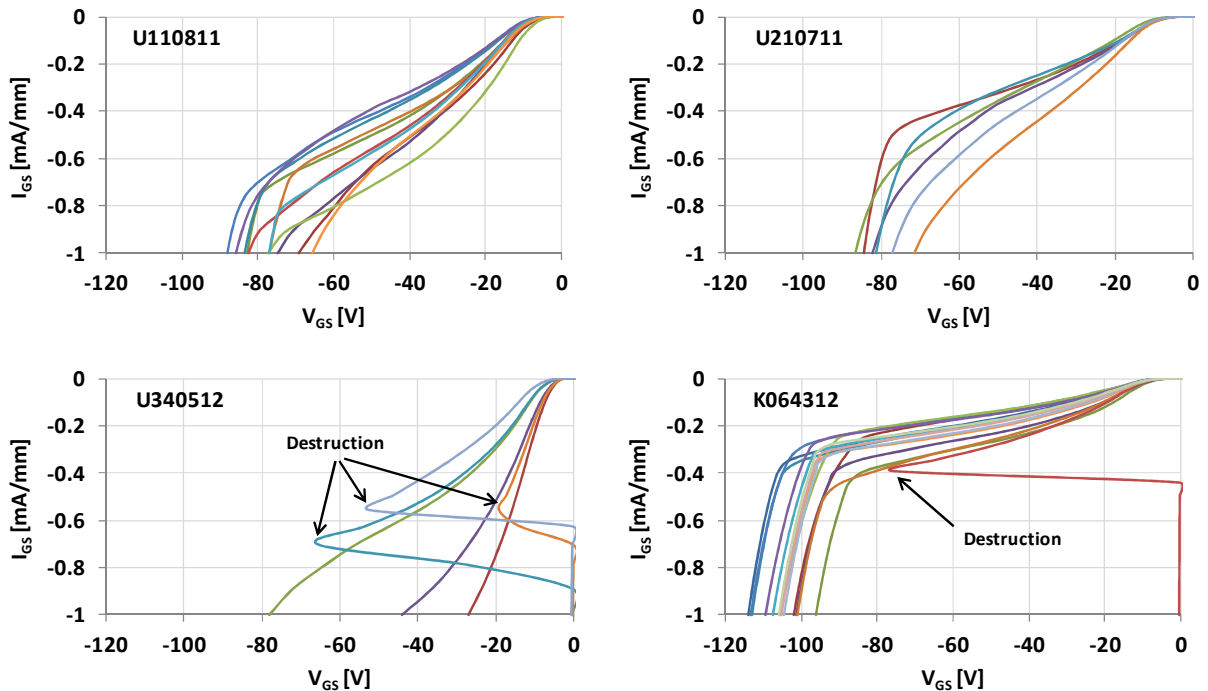


Figure 2-46 : Caractéristiques de claquage de la diode grille-source de composants de la technologie GH50 ;  $I_{GS}$  varie de 0 à -1 mA/mm ;  $T = 25$  °C

D'après la figure 2-46, les DEC des lots U110811 et U210711 présentent des tensions de claquage équivalentes comprises entre -70V et -90V, ce qui montre la reproductibilité de la mesure sur des composants du même type. En revanche, les CHK040A présentent des tensions de claquage sensiblement différentes, soient des valeurs de  $V_{BGS}$  comprises entre -95 V et -115 V pour le lot K064312 et entre -25 V et -80 V pour le lot U340512. Puisque l'ensemble des transistors présentent les mêmes distances grille-source, on en déduit que la dispersion de la valeur de  $V_{BGS}$  provient de l'augmentation du niveau du courant de fuite de la diode à la suite du test en humidité, et probablement de la qualité du processus de fabrication.

Par ailleurs, la plupart des composants du lot U340512, qui ont subi 1000 heures de test THB (« Temperature Humidity Biasing »), ont été détruits au cours du test. On peut donc en déduire que la mise en œuvre de mesures de tension de claquage permet de révéler la présence de défauts latents dans les composants, et donc d'éliminer les pièces les plus fragiles avant leur mise en essai, comme illustré dans le cas du lot K064312.

La figure 2-47 présente une comparaison des mesures de tension de claquage effectuées sur les diodes grille-source et grille-drain des composants du lot K064312 en faisant varier le courant de 0 à -1 mA/mm.

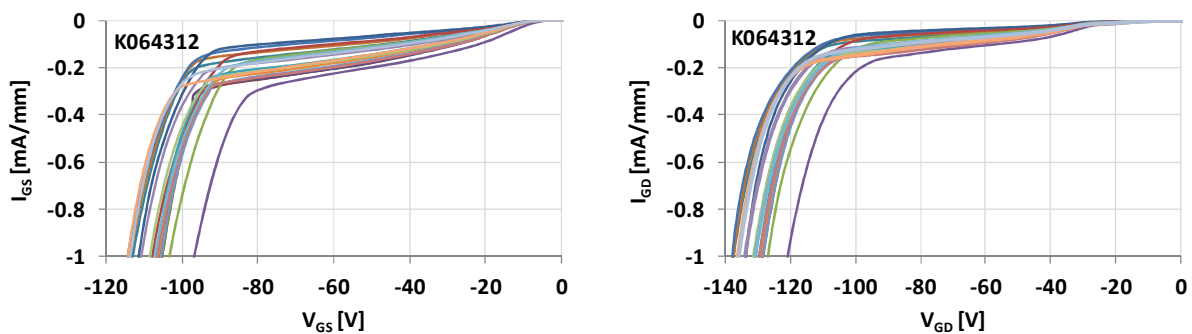


Figure 2-47 : Caractéristiques de claquage de la diode grille-source (à gauche) et grille-drain (à droite) de composants du lot K064312 ;  $I_G$  varie de 0 à -1 mA/mm ;  $T = 25^\circ\text{C}$

Comme on pouvait s'y attendre du fait que la distance grille-drain est plus importante que la distance grille-source, les tensions de claquage de la diode grille-drain sont plus élevées que celles de la diode grille-source sur l'ensemble des composants testés. En effet,  $V_{BGS}$  est compris entre -95 V et -115 V alors que  $V_{BGD}$  est compris entre -120 V et -137 V.

Nous avons représenté l'évolution de la valeur du courant de fuite à -60 V en fonction de la valeur de la tension pour un courant égal à -1mA/mm afin de déterminer s'il existe un lien entre le niveau du courant de fuite de la diode polarisée en inverse et sa tension de claquage, comme illustré sur la figure 2-48.

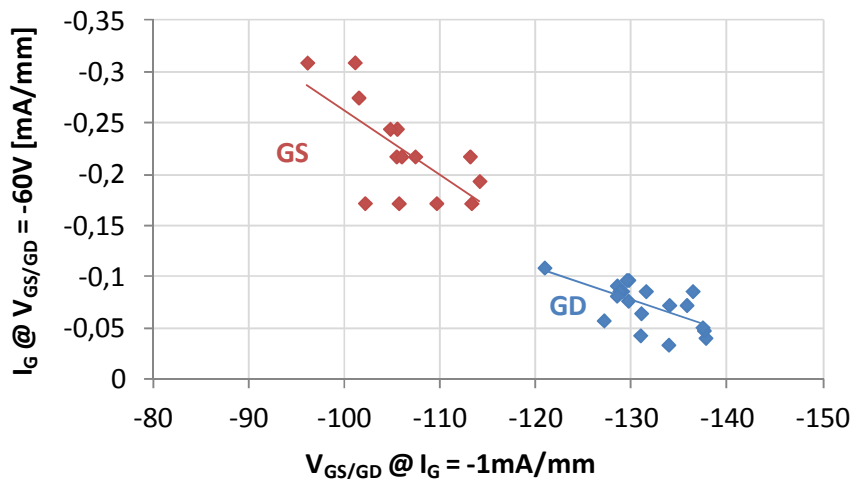


Figure 2-48 : Evolution de la valeur du courant de fuite des diodes grille-source (en rouge) et grille-drain (en bleu) polarisées en inverse en fonction de la valeur de la tension de claquage ;  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

D'après la figure 2-48, une légère tendance semble se dégager entre le niveau du courant de fuite de la diode et sa tension de claquage. En effet, plus la valeur de  $I_G$  à  $-60 \text{ V}$  est élevée et plus la valeur de la tension de claquage de la diode est petite.

### 2.3.2.2 Claquage en mode transistor : « off-state »

Des mesures de tension de claquage ont été mises en œuvre en mode transistor lorsque celui-ci est bloqué ( $V_{GS} < V_{Th}$ ) en utilisant une technique d'injection de courant de drain, initialement développée sur des composants à base de GaAs [Bahl1993], mais récemment utilisée par Maojun Wang sur des HEMTs AlGaIn/GaN [Wang2010].

Cette mesure consiste à injecter un courant constant sur le drain du transistor et à augmenter en valeurs négatives la tension grille-source au-delà de la tension de seuil  $V_{Th}$ , pendant que la tension  $V_{DS}$  et le courant de grille sont mesurés. La valeur maximale atteinte par  $V_{DS}$  correspond alors à la tension de claquage drain-source, notée  $V_{BDS}$ , et la tension pour laquelle la tension  $I_G = -I_D$  correspond à la tension de claquage de la diode grille-drain et est notée  $V_{BDG}$ .

Il est également possible d'extraire la tension de claquage du canal du HEMT, notée  $V_{BDSch}$ , comme illustré sur la figure 2-49 qui présente la caractéristique de claquage « off-state » d'un transistor du lot U210711.



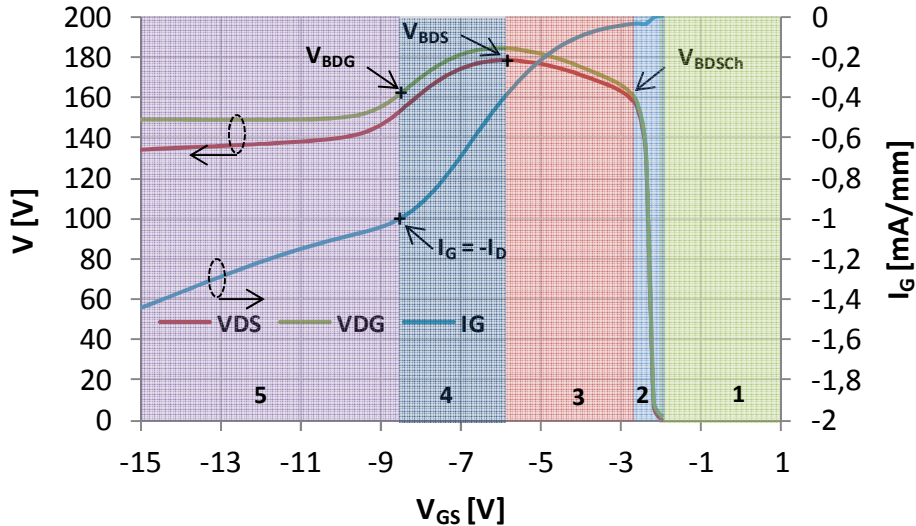


Figure 2-49 : Caractéristique de claquage « off-state » d'un HEMT du lot U210711 ;  $V_{GS}$  varie de -2 à -15 V ;  $I_D = 1 \text{ mA/mm}$  ;  $T = 25 \text{ °C}$

Dans la première zone (en vert clair), la tension  $V_{DS}$  est faible puisque le canal conduit ( $V_{GS} > V_{Th}$ ), et le courant de drain  $I_D$  et le courant de source  $I_S$  sont égaux.

Dans la deuxième zone (en bleu clair), la tension  $V_{DS}$  augmente rapidement afin de maintenir un courant de drain égal à  $1 \text{ mA/mm}$  puisque le canal est de plus en plus bloqué à mesure que la tension  $V_{GS}$  diminue ( $V_{GS} < V_{Th}$ ).

Dans la troisième zone (en rouge), la diminution de la pente de  $V_{DS}$  en fonction de  $V_{GS}$  est caractéristique d'un phénomène de claquage. Ce dernier ne pouvant pas être celui de la diode grille-drain considérant la faible valeur de  $I_G$  par rapport à  $I_D$ , il s'agit alors du claquage du canal du HEMT [Bahl1993]. Vers la fin de la région 3, l'augmentation de la tension  $V_{DG}$  commence à provoquer le claquage de la diode grille-drain puisque  $I_G$  commence à devenir significatif par rapport à  $I_D$ . Cela a pour effet de limiter la tension drain-source. La fin de la troisième région est alors définie par le pic de valeur de la tension  $V_{DS}$  qui correspond à la valeur de  $V_{BDS}$  [Bahl1993].

La quatrième région (en bleu foncé) est caractérisée par une diminution de la tension  $V_{DS}$ , et par conséquent de  $V_{DG}$ , à mesure que  $V_{GS}$  augmente en valeur négative. Ce phénomène de rebroussement peut s'expliquer à l'aide du réseau de caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  lorsque  $V_{GS}$  est très négatif ( $V_{GS} \ll V_{Th}$ ), comme illustré dans [Bahl1993]. La fin de la quatrième zone est alors définie lorsque la condition  $I_G = -I_D$  (qui correspond à la condition de claquage de la diode grille-drain) est vérifiée.

Dans la cinquième zone (en violet), la tension  $V_{DS}$  continue de diminuer avec la tension  $V_{GS}$  alors que la tension  $V_{DG}$  devient constante. Ceci est caractéristique du claquage de la diode grille-drain et implique que la totalité du courant de drain passe par la grille [Bahl1993]. Cependant, le courant  $I_G$  continue d'augmenter avec la diminution de  $V_{GS}$  alors que le courant

$I_D$  est maintenu constant, cela signifie qu'un courant circule entre la grille et la source. L'augmentation de  $I_G$  au cours de la mesure de claquage « off-state » étant de 0,4 mA/mm à  $V_{GS} = -15$  V alors que le courant de grille mesuré sur la diode grille-source polarisée en inverse à  $V_{GS} = -20$  V est inférieur à 0,2 mA/mm (figure 2-46), on en déduit que l'augmentation de  $I_G$  au cours de la mesure de la tension de claquage « off-state » est due à un mécanisme de conduction différent de celui observé sur la diode polarisée en inverse.

Nous avons vérifié la reproductibilité de la mesure des tensions de claquage « off-state » sur plusieurs composants du lot U210711 comme illustré sur la figure 2-50.

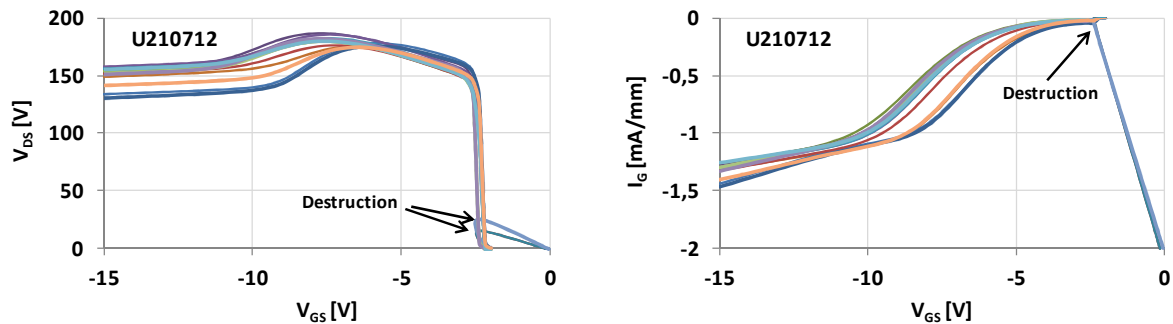


Figure 2-50 : Caractéristiques de claquage « off-state » de HEMTs du lot U210711 ;  $V_{GS}$  varie de -2 à -15 V ;  $I_D = 1$  mA/mm ;  $T = 25$  °C

On ne constate également que deux défaillances au début de la séquence de test, ce qui indique que la mesure n'est pas destructive et qu'elle permet d'éliminer les pièces « fragiles » avant leur mise en essai. Les valeurs de  $V_{BDS}$  et  $V_{BDG}$  obtenues sont respectivement comprises entre 180V et 190V, et entre 160V et 165V.

### 2.3.2.3 Claquage en mode transistor : « on-state »

Des mesures de tension de claquage « on-state » ( $V_{GS} > V_{Th}$ ) ont été mises en œuvre en utilisant une technique d'injection de courant de drain utilisées sur des HEMTs à base de GaAs [Somerville1997] [del Alamo1999].

La mesure consiste à injecter un courant de grille constant et à augmenter le courant de drain à partir de la condition de claquage de la diode grille-drain, c'est-à-dire  $I_G = -I_D$ , tout en mesurant les tensions  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$ .

La mise en œuvre de ce type de mesure pour plusieurs conditions de claquage, c'est-à-dire différentes valeurs de  $I_G$ , permet d'obtenir le lieu de claquage « on-state » pour chacune de ces conditions et d'identifier les éventuels différents mécanismes de conduction mis en jeu [Lambert2001].

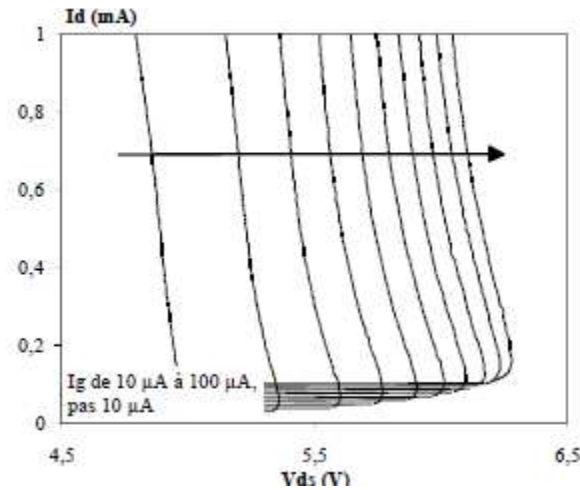


Figure 2-51 : Représentation du lieu de claquage « on-state » d'un PHEMT GaAs pour différentes valeurs de  $I_G$  [Lambert2001]

La figure 2-52 présente le lieu de claquage « on-state » de composants du lot U210711 pour un courant  $I_G$  égal à  $-0,25$  mA/mm.

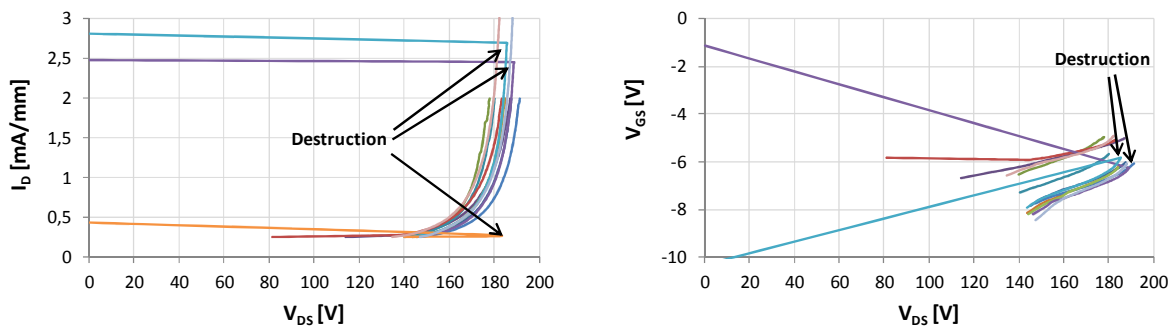


Figure 2-52 : Lieu de claquage « on-state » de HEMTs du lot U210711 ;  $I_G = -0,25$  mA/mm ;  $I_D$  varie de  $-I_G$  à  $2-3$  mA/mm ;  $T = 25$  °C

Les lieux de claquage des figures 2-51 et 2-52 montrent que la méthode de mesure développée sur GaAs fonctionne également sur les HEMTs à base de GaN puisqu'il est possible d'identifier deux zones : une première dans laquelle le courant  $I_D$  varie peu en fonction de la tension  $V_{DS}$ , et une deuxième dans laquelle le courant de drain augmente très rapidement et correspond au claquage. Le claquage de ces composants est abrupt et ne présente pas d'effet de « résistance négative » comme c'est le cas sur la figure 2-51. La tension de claquage « on-state », notée  $V_{BDON}$ , obtenue avec un courant  $I_G$  de  $-0,25$  mA/mm est comprise entre 160 et 180 V. Ainsi, des mesures supplémentaires à différents  $I_G$  sont à envisager afin d'identifier les différents mécanismes de conduction mis en jeu.

Enfin, signalons que trois HEMTs ont été détruits au cours de ces mesures : le premier au début de la mesure et les deux autres vers la fin, ce qui indique que la mesure est destructive et que le courant de drain maximal doit être choisi avec précaution : il était de 2 mA/mm pour ces composants.

### 2.3.3 Synthèse

Cette dernière partie avait pour objectif de contribuer à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement d'éléments passifs de la technologie GH25 et de transistors de la technologie GH50.

L'étude des résistances TaN a révélé que la puissance maximale admissible est fortement dépendante de la surface qui pénalise la dissipation thermique. En effet, les mesures thermiques infrarouges ont permis de montrer que les points chauds se situent au centre des résistances, et que la densité de courant provoquant une augmentation de 100 °C est comprise entre 2 mA/μm et 4 mA/μm selon la superficie. Enfin, il a été trouvé que les coefficients de variation en température de ces résistances sont compris entre -538 et -188 ppm/°C. Le tableau 2-5 donne le ROR (« Recommended Operating Rating ») et l'AMR (« Absolute Maximum Rating ») qui correspondent respectivement aux conditions pour lesquelles on atteint une élévation de température de 100 °C et aux conditions limites de destruction.

Motif	W (μm)	L (μm)	I <sub>ROR</sub> (mA/μm)	P <sub>ROR</sub> (mW/μm <sup>2</sup> )	I <sub>AMR</sub> (mA/μm)	P <sub>AMR</sub> (mW/μm <sup>2</sup> )
TRES10W20	20	6,7	-	-	14,4	5,76
TRES20W20	20	13,3	4	0,5	12	3,7
TRES10W50	50	16,8	-	-	11,4	3,52
TRES100W20	20	66,7	-	-	10,8	2,95
TRES300W20	20	200	-	-	> 8	> 1,58
TRES20W100	100	66,7	3	0,25	7,38	1,43
TRES300W50	50	500	2,4	0,15	> 3	> 0,24
TRES100W100	100	333,7	-	-	4,68	0,538
TRES20W400	400	266,7	-	-	> 2,5	> 0,17

Tableau 2-5 : Conditions limites de fonctionnement des résistances TaN

L'étude des résistances GaN a révélé que les limites de destruction sont élevées (55 kV/cm et 0,6 μA/mm pour une résistance) et que  $R_{\square}$  dépend fortement de la température puisqu'un coefficient de variation en température de l'ordre de +10000 ppm/°C a été évalué. Enfin la mise en œuvre de mesures thermiques infrarouges a permis de mettre en évidence que les points chauds de ces résistances sont situés au niveau des contacts ohmiques. Le tableau 2-6 donne les limites de fonctionnement des résistances GaN.

Motif	W (μm)	L (μm)	I <sub>ROR</sub> (mA/μm)	P <sub>ROR</sub> (mW/μm <sup>2</sup> )	I <sub>AMR</sub> (mA/μm)	P <sub>AMR</sub> (mW/μm <sup>2</sup> )
ZRES2000W20	20	66,66	-	-	0,6	3,33
ZRES300W100	100	50	0,44	0,7	0,38	1
ZRES2000W40	40	133,33	0,4	0,75	-	-
ZRES600W100	100	100	0,5	0,4	-	-
ZRES900W100	100	150	-	-	-	-
ZRES2000W100	100	333,33	-	-	-	-

Tableau 2-6 : Conditions limites de fonctionnement des résistances GaN

Des mesures de tension de claquage ont été mises en œuvre sur les diodes grille-source et grille-drain polarisées en inverse de HEMTs de la technologie GH50. Il a été montré que ces mesures sont non destructives et qu'elles permettent de révéler la présence de défauts latents sur les composants. Enfin, des mesures de tension de claquage utilisant des techniques d'injection de courant de drain et initialement utilisées sur des composants à base de GaAs ont été réalisées. Les mesures effectuées en mode « off-state » ont permis d'évaluer les valeurs de  $V_{BDS}$  et de  $V_{BDG}$  respectivement entre 180 V et 190 V, et entre 160 V et 165 V. La mise en œuvre de mesures de tension de claquage en mode « on-state » a permis de montrer que le claquage de ces composants est abrupt et que la tension de claquage « on-state » est comprise entre 160 V et 180 V. Le tableau 2-7 présente l'ensemble des tensions de claquage obtenues sur les diodes polarisées en inverse et sur les transistors en mode « off-state » et « on-state ».

Lot	U110811	U210711	U340512	Puma_04
$V_{BGS}$ à $I_G = -1\text{mA/mm}$ à $25^\circ\text{C}$	-70V à -90V	-70V à -90V	-25V à -80V	-95V à -115V
$V_{BGD}$ à $I_G = -1\text{mA/mm}$ à $25^\circ\text{C}$	-	-	-	-120V à -137V
$V_{BDS}$ à $I_D = 1\text{mA/mm}$ à $25^\circ\text{C}$	-	180V à 190V	-	-
$V_{BDG}$ à $I_D = 1\text{mA/mm}$ à $25^\circ\text{C}$	-	160V à 165V	-	-
$V_{BDON}$ à $I_G = -0,25\text{mA/mm}$ à $25^\circ\text{C}$		160V à 180V		

Tableau 2-7 : Tensions de claquage de HEMTs de la technologie GH50

## 2.4 Conclusions du chapitre

Ce deuxième chapitre était consacré à la présentation des technologies GH50 et GH25 du point de vue de leur structure et de leurs caractéristiques électriques. Les étapes de fabrication des HEMTs des deux technologies ont en effet été présentées succinctement et la structure des composants actifs et passifs a été détaillée.

L'ensemble des caractéristiques d'entrée, de sortie et de transfert des HEMTs a été présenté et les méthodes d'extraction des principaux paramètres électriques ont été expliquées. Enfin, les différentes caractéristiques ont été analysées et des effets parasites tels que l'effet de coude et le mécanisme de « runaway », qui seront étudiés dans le chapitre suivant, ont été identifiés sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$ .

La réalisation de mesures électriques et thermiques infrarouges a permis de déterminer les conditions limites de fonctionnement de résistances TaN et GaN de la technologie GH25. Il a été montré que la puissance maximale admissible est fortement dépendante de la surface qui pénalise la dissipation thermique. Notons que l'obtention de résultats similaires sur des motifs identiques traduit une bonne maîtrise des procédés de fabrication.

Enfin, des mesures de tension de claquage ont été mises en œuvre sur des HEMTs de la technologie GH50 en utilisant des techniques d'injection de courant initialement développées pour les technologies GaAs. Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence une dispersion des valeurs de  $V_{BGS}$  de lot à lot, attribuée à la qualité du processus de fabrication.

La comparaison des résultats obtenus sur les technologies GaAs et GaN a mis en évidence la nécessité d'utiliser de nouveaux critères en courant pour la détermination des tensions de claquage de ces composants. Enfin, il serait intéressant de poursuivre la mise en œuvre de mesures de claquage en injection de courant de drain en mode « off-state » et « on-state », notamment en fonction de la température, afin d'identifier les différents mécanismes de conduction mis en jeu.



## Références du chapitre 2

---

[Arulkumaran2002] “High-temperature effects of AlGaIn/GaN high-electronmobility transistors on sapphire and semi-insulating SiC substrates”, S. Arulkumaran, T. Egawa, H. Ishikawa and T. Jimbo. *Applied Physics Letters Volume 80, Number 12, 25 March 2002, p. 2186-2188*

[Bahl1993] “A New Drain-Current Injection Technique for the Measurement of Off-State Breakdown Voltage in FET’s”, S.R. Bahl and J.A. del Alamo. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 40, No. 8, August 1993, p.1558-1560*

[Cao2013] “Failure analysis of TaN thin film resistors for microwave circuits”, Q. Cao, Z. Song, F. Wang, B. Wang, Z. Song, Y. Hu. *Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA), 2013 20th IEEE International Symposium, p. 749-753*

[Curutchet2005] “Etude du bruit aux basses fréquences dans les Transistors à Haute Mobilité Electronique à base de Nitrure de Gallium”, A. Curutchet. *Manuscrit de doctorat, laboratoire IMS, Université Bordeaux 1, 2005*

[del Alamo1999] “Breakdown in Millimeter-Wave Power InP HEMT’s: A Comparison with GaAs PHEMT’s”, J.A. del Alamo and M.H. Somerville. *IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 9, September 1999, p.1204-1211*

[DK-GH25] “GH25 Design Kit”, United Monolithic Semiconductors

[DK-GH50] “GH50 Design Kit”, United Monolithic Semiconductors

[Floriot2012] “New Qualified Industrial AlGaIn/GaN HEMT process-power performances and reliability figures of merit”, D. Floriot, H. Blanck, D. Bouw, F. Bourgeois, M. Camiade, L. Favède, M. Hosch, H. Jung, B. Lambert, A. Nguyen, K. Riepe, J. Spletstöße, H. Stieglauer, J. Thorpe and U. Meiners. *Proceedings of the 7th European Microwave Integrated Circuits Conference, 2012, p.317-320*

[Fontserè2011] “GaN Ohmic Contact Resistance vs Temperature”, A. Fontserè, A. Pérez-Tomás, M. Placidi, P. Fernández-Martínez, N. Baron, S. Chenot, Y. Cordier, J.C. Moreno, M.R. Jennings, P.M. Gammon and D. Walker. *Proceedings of the 8th Spanish Conference on Electron Devices, CDE’2011*

[Lacheze2009] “Etude et simulation physique des effets parasites dans les HEMTs AlGaIn/GaN”, L. Lacheze. *Manuscrit de doctorat, laboratoire IMS, Université Bordeaux 1, 2009*

[Lambert2001] “Etude de l’influence du mécanisme d’ionisation par impact sur les performances et la fiabilité des transistors à effet de champ sur substrat III-V”, B. Lambert. *Manuscrit de doctorat, laboratoire IMS, Université Bordeaux 1, 2001*



**[Lambert2012]** “Reliability data’s of 0.5  $\mu\text{m}$  AlGaIn/GaN on SiC technology qualification”, B. Lambert, J. Thorpe, R. Behtash, B. Schauwecker, F. Bourgeois, H. Jung, J. Bataille, P. Mezenge, C. Gourdon, C. Ollivier, D. Floriot, H. Blanck. *Microelectronics Reliability* 52(9-10), p. 2200-2204 (2012)

**[Lee2004]** “Characterization and Reliability of TaN Thin Film Resistors”, T. Lee, K. Watson, F. Chen, J. Gill, D. Harmon, T. Sullivan and B. Li. *Reliability Physics Symposium Proceedings, 2004. 42<sup>nd</sup> Annual. 2004 IEEE International*, p. 502-508

**[Mathieu2009]** “Physique des semiconducteurs et des composants électroniques”, H. Mathieu and H. Fanet. *Edition Dunod, 2009*

**[Palmour2010]** “100 mm GaN-on-SiC RF MMIC Technology”, J.W. Palmour, C. Hallin, A. Burk, F. Radulescu, D. Namishia, H. Hagleitner, J.Due, B. Pribble, S.T. Sheppard, J.B. Barner and J. Milligan. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, p.1226-1229

**[Santhakumar2008]** “Monolithic Millimeter-wave Distributed Amplifiers using AlGaIn/GaN HEMTs”, R. Santhakumar, Y. Pei, U.K. Mishra and R.A. York. *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, p. 1063-1066

**[Somerville1997]** “On-State Breakdown in Power HEMTs: Measurements and Modeling”, M.H. Somerville, R. Blanchard, J.A. del Alamo, G. Duh and P.C. Chao. *Electron Devices Meeting, IEDM '97*, p.553-556

**[Thorsell2011]** “Electrothermal Access Resistance Model for GaN-Based HEMTs”, M. Thorsell, K. Andersson, H. Hjelmgren and N. Rorsman. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 58, No. 2, February 2011, p. 466-472

**[Wang2010]** “Off-State Breakdown Characterization in AlGaIn/GaN HEMT Using DrainInjection Technique”, M. Wang and K.J. Chen. *IEEE Transactions On Electron Devices*, Vol. 57, No. 7, July 2010, p. 1492-1496

# Chapitre 3

## Caractérisation des effets parasites sur les technologies HEMT GaN d'UMS

---

Ce troisième chapitre traite des différents effets parasites de fonctionnement des technologies HEMT GaN d'UMS GH50 et GH25. Un effet parasite est un phénomène d'origine physique (pièges et/ou défauts cristallins par exemple) qui vient perturber le fonctionnement « normal » d'un composant. Ces effets parasites se traduisent généralement par une dégradation des performances électriques des composants et peuvent conduire à leur défaillance. Il est donc nécessaire de les caractériser afin d'évaluer la qualité d'une technologie d'une part, et d'identifier leur origine physique d'autre part pour être à même d'améliorer la technologie.

La première partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de l'effet de coude observé sur la technologie GH50. Après avoir présenté l'effet de coude dans les HEMTs AlGaIn/GaN et les problématiques qu'il induit, cet effet parasite est caractérisé électriquement en statique en fonction de la température. Enfin, une caractérisation des pièges est réalisée par des mesures isothermes de transitoires de courant de drain (DCTS pour « Drain Current Transient Spectroscopy »).

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude d'un effet parasite appelé « runaway », observé sur les deux technologies, mais principalement étudié sur la technologie GH25. En premier lieu, le mécanisme de « runaway » est présenté et caractérisé en fonction de la température en DC. Puis le mécanisme de « runaway » est caractérisé à l'aide de mesures infrarouge et EMMI (« EMISSION MICROSCOPY »). Enfin, une méthode de tri des composants est proposée avant leur mise en essai de fiabilité.

La dernière partie de ce chapitre traite d'un effet parasite appelé « belly shape », principalement observé sur la technologie GH25 au cours de tests de vieillissement accéléré. L'effet « belly shape » est tout d'abord présenté puis caractérisé de façon exhaustive au moyen de mesures électriques en fonction de la température et d'analyses de signatures EMMI. Enfin, afin de pouvoir sélectionner les composants avant leur mise en essai, les paramètres électriques initiaux des pièces présentant cet effet parasite ont été comparés avec ceux des pièces où il est absent. Des essais de « burn-in » ont été mis en place dans la même optique.

### 3.1 Caractérisation de l'effet de coude

#### 3.1.1 L'effet de coude dans les HEMTs AlGaN/GaN

L'effet de coude se caractérise par une augmentation abrupte du courant de drain sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  à partir d'une certaine valeur de la tension de drain comme illustré sur la figure 3-1.

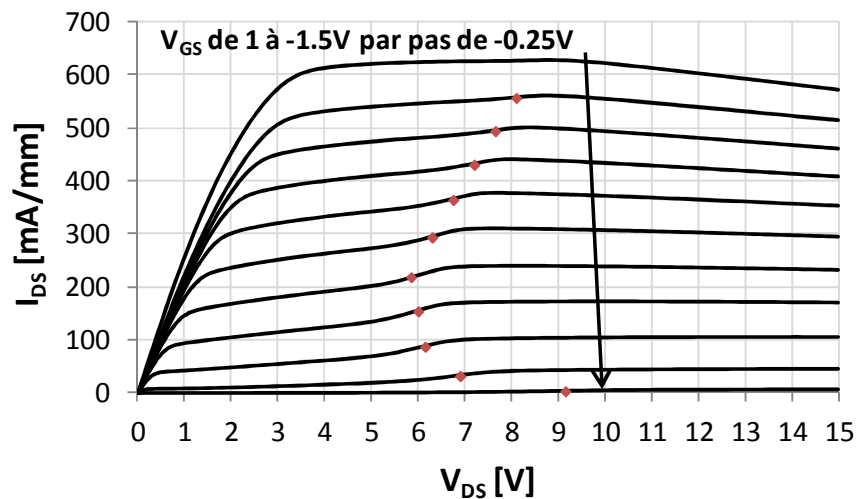


Figure 3-1 : Mise en évidence de l'effet de coude sur la caractéristique de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  (points rouges) d'un HEMT AlGaN/GaN de la technologie GH50 ;  
 $V_{GS}$  varie de 1 à -1,5 V par pas de -0,25 V ;  $T_c = 300$  K

L'effet de coude est néfaste pour les performances des HEMTs AlGaN/GaN. En effet cette augmentation du courant de drain peut conduire à une augmentation de la conductance de sortie  $g_{DS}$ , à une compression de la transconductance  $g_m$  et à des dispersions entre les caractéristiques DC et RF ; ce qui peut être problématique pour la conception des circuits.

De nombreux articles traitent de l'effet de coude dans des transistors fabriqués sur différents substrats : MOS Si sur SOI « fully-depleted » [Ushiki2000], HEMT InAlAs/InGaAs sur InP [Sornerville1996], HEMT AlGaAs/GaAs sur GaAs [Mazzanti2002] et HEMT AlGaN/GaN sur SiC [Brar2002]. Cependant, il n'y a toujours pas d'unanimité sur son origine et sur les mécanismes physiques impliqués.

Certains auteurs ont attribué l'effet de coude à une accumulation de trous générés par ionisation par impact, en particulier dans les semi-conducteurs à faible largeur de bande interdite tels que le silicium ou le GaAs [Ushiki2000] [Webster2000]. Dans le cas des HEMTs AlGaN/GaN, l'effet de coude a été relié d'une part à l'ionisation par impact [Brar2002] et d'autre part à des effets de piégeage du fait de la réduction de son amplitude sous illumination [Cuerdo2009]. De plus, la localisation des pièges impliqués est toujours incertaine : le buffer GaN, la barrière AlGaN ou la surface du HEMT.

Les paragraphes qui suivent présentent une étude de l'effet de coude au travers de mesures de caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  exhaustives en fonction de plusieurs paramètres tels que les conditions expérimentales et la température, afin d'étudier l'origine physique de ce phénomène.

### 3.1.2 Caractérisation électrique

#### 3.1.2.1 Etude des caractéristiques I-V DC à 300K

Les mesures des caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de paramètres HP4142B par la méthode de mesure Kelvin (4 fils). Chaque point de polarisation est maintenu pendant 20 ms afin de s'assurer que l'équilibre thermodynamique est atteint au moment où la mesure du courant est réalisée, puis pendant le temps d'intégration de la mesure. Les configurations de mesure « short », « medium » et « long » correspondent aux valeurs de temps d'intégration de 4 ms, 26 ms et 320 ms respectivement. La figure 3-2 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un HEMT AlGaIn/GaN obtenues à 300 K pour les trois configurations de mesure.

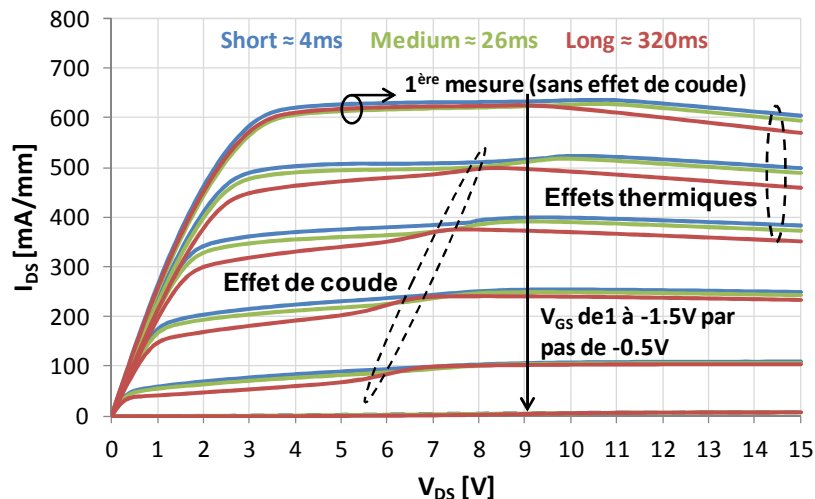


Figure 3-2 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un HEMT AlGaIn/GaN obtenues à  $T_c = 300$  K pour les trois configurations de mesure « short » (bleu), « medium » (vert) et « long » (rouge) ;  $V_{GS}$  varie de 1 à -1,5 V par pas de -0,5 V et  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V

En comparant les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  de la figure 3-2, deux phénomènes parasites sont identifiables : les effets thermiques et l'effet de coude. Les effets thermiques, qui ne seront pas traités par la suite, se traduisent par une diminution du courant de drain  $I_{DS}$  pour des valeurs de tension  $V_{DS}$  supérieure à 10 V et ce d'autant plus que le canal du HEMT est ouvert ( $V_{GS} > 0$  V) et que le temps d'intégration est long. L'auto-échauffement est attribué à la chute de la mobilité avec l'augmentation de la température. L'effet de coude se traduit par une augmentation abrupte du courant de drain  $I_{DS}$  pour une tension drain-source de l'ordre de 6 V. Son amplitude étant de plus en plus importante à mesure que le temps d'intégration augmente, et ce, même lorsque le courant est faible, on peut en déduire que cet effet parasite

est associé à une constante de temps relativement longue et qu'il n'est pas induit par des effets d'auto-échauffement. En observant la figure 3-2, on constate que la première caractéristique de sortie obtenue à  $V_{GS} = 1$  V ne présente pas d'effet de coude, tout comme dans les travaux de [Wang2011]. Il est important de noter que cette observation se vérifie dès lors que la première caractéristique de sortie est mesurée sur un composant n'ayant pas subi de contrainte électrique au préalable, c'est-à-dire après un temps de repos en stockage à température ambiante suffisamment long, de l'ordre de plusieurs heures, et ce, quelle que soit la valeur de  $V_{GS}$ . On en conclut qu'une excitation électrique est nécessaire à l'observation de l'effet de coude sur les HEMTs AlGaIn/GaN.

Afin de compléter notre étude sur l'influence des conditions expérimentales sur l'effet de coude, les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  ont été mesurées pour différents sens de variation de la tension  $V_{DS}$  comme illustré sur la figure 3-3 qui présente les caractéristiques de sortie obtenues pour  $V_{DS}$  croissant et décroissant.

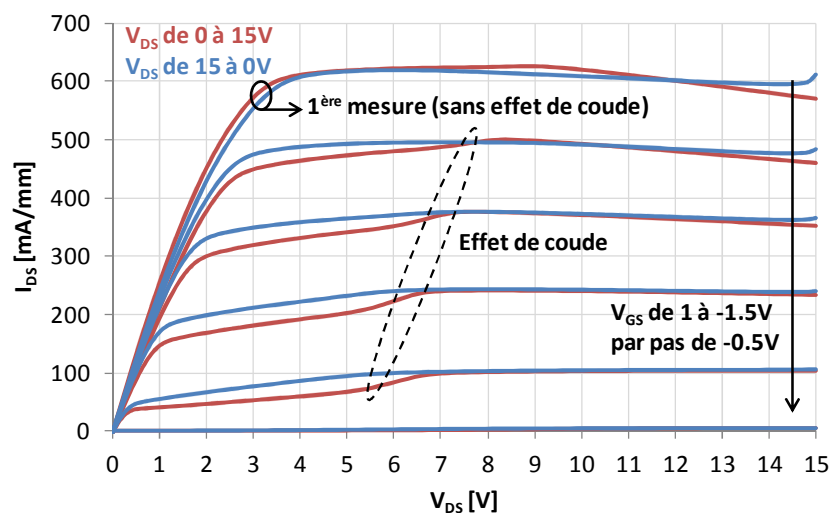


Figure 3-3 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un HEMT AlGaIn/GaN obtenues à  $T_c = 300$  K pour  $V_{DS}$  croissant (rouge) et décroissant (bleu) ;  $V_{GS}$  varie de 1 à -1,5 V par pas de -0,5 V ;  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V (rouge) et de 15 à 0 V (bleu)

Nous remarquons que l'effet de coude est inexistant dans le cas où  $V_{DS}$  est décroissant au cours de la mesure et ce quelle que soit la valeur de  $V_{GS}$ . De plus, la première mesure réalisée à  $V_{GS} = 1$  V après un temps de repos suffisamment long ne présente pas d'effet de coude pour les deux sens de variations de  $V_{DS}$ . On en déduit que la diminution du courant de drain observée entre  $V_{DS} = 0$  V et  $V_{DS} = 6$  V est induite par des mécanismes de piégeage, et que l'augmentation du courant de drain à  $V_{DS} = 6$  V est provoquée par des mécanismes de dé-piégeage.

Bien que le mécanisme responsable de l'apparition de l'effet de coude ne soit toujours pas très bien compris à ce jour, plusieurs auteurs ont proposé des hypothèses. Selon M. Wang, un mécanisme de dé-piégeage pourrait avoir lieu pendant la mesure après l'application d'une forte tension drain-source [Wang2001]. D'après G. Meneghesso, l'effet de coude peut

difficilement être attribué à des mécanismes d'ionisation par impact de bande à bande considérant la large bande d'énergie interdite du GaN et les valeurs de la tension drain-source pour laquelle cet effet parasite se manifeste. Il a alors proposé le mécanisme suivant : quand les niveaux profonds sont chargés négativement, un dé-piégeage peut se produire suite à l'ionisation de pièges par des électrons chauds [Meneghesso2009]. Enfin, R. Cuervo a rapporté qu'un traitement plasma à base de fluorine (utilisé pour graver les couches de passivation) peut créer des pièges peu profonds, sous et autour de la grille, responsables de l'apparition de l'effet de coude dans les HEMTs AlGaIn/GaN [Cuervo2009].

Afin de confirmer que l'effet de coude est bien induit par des effets de piégeage et de dé-piégeage, nous allons maintenant nous intéresser aux caractéristiques de sortie en fonction de la température.

### 3.1.2.2 Etude des caractéristiques I-V DC en fonction de la température

Les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  ont été mesurées en fonction de la température de 160 K à 390 K pour plusieurs valeurs de  $V_{GS}$ . La figure 3-4 présente l'évolution des caractéristiques de sortie et de la conductance de sortie en fonction de la température pour une valeur de  $V_{GS}$  fixée en configuration de mesure « long », configuration pour laquelle l'effet de coude est le plus prononcé.

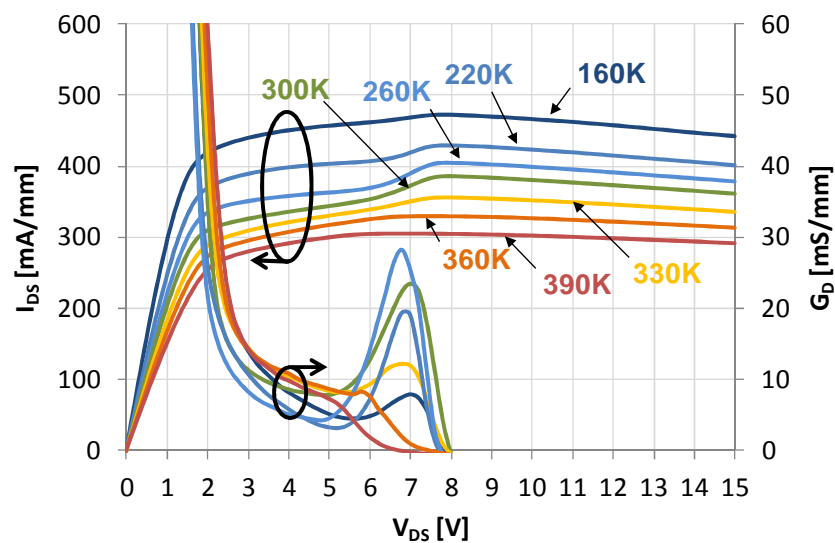


Figure 3-4 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et conductance  $G_D$  en fonction de la température à  $V_{GS} = 0$  V en configuration « long »

Les tracés obtenus sur la figure 3-4 démontrent que l'effet de coude est activé thermiquement puisque son amplitude, qui est représentée par l'amplitude du pic de la conductance  $G_D$  obtenu pour  $V_{DS}$  comprise entre 6 et 8 V, évolue avec la température. En effet, l'amplitude est maximale pour des températures allant de 260 K à 300 K. Par contre, pour des températures inférieures à 260 K et supérieures à 300 K, l'effet de coude s'atténue progressivement jusqu'à complètement disparaître à partir de 360 K, ce qui suggère un

processus de dé-piégeage plus rapide à haute température [Cuerdo2009] [Mouginot2010]. Ces observations ont été confirmées pour différentes valeurs de  $V_{GS}$  comme illustré sur les figures 3-5 et 3-6.

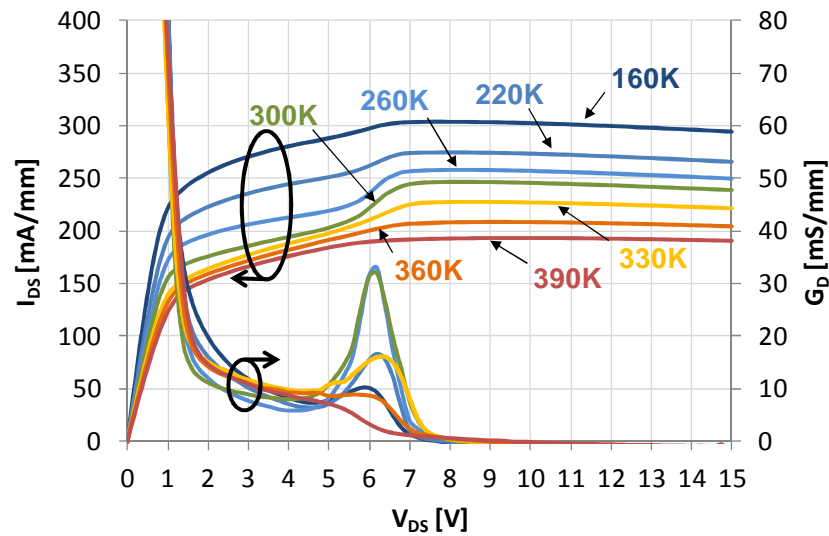


Figure 3-5 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et conductance  $G_D$  en fonction de la température à  $V_{GS} = -0.5$  V en configuration « long »

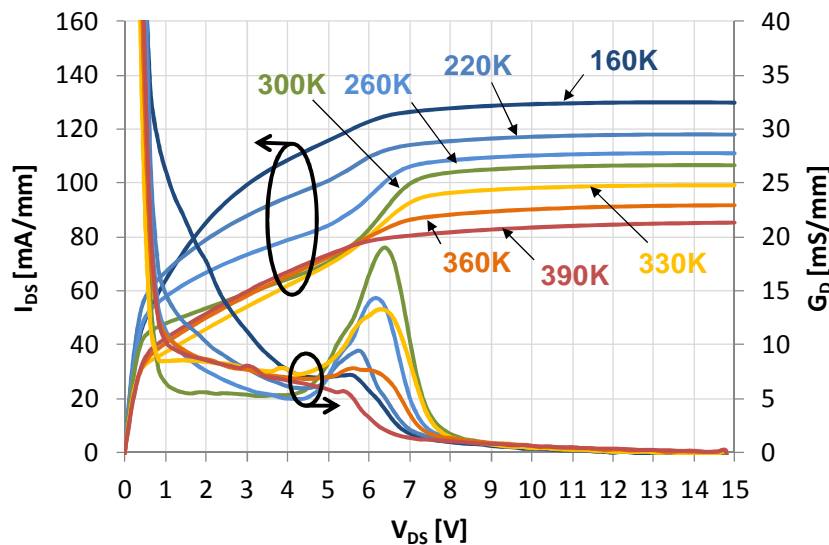


Figure 3-6 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et conductance  $G_D$  en fonction de la température à  $V_{GS} = -1$  V en configuration « long »

En regardant les amplitudes de la conductance en détail, il apparaît que ces dernières évoluent également en fonction de la valeur de la tension de grille  $V_{GS}$ , ce qui pourrait donner une indication sur la localisation des pièges dans la structure. En effet, l'activation des pièges pour des valeurs de  $V_{GS} > 0$  V signifierait que ces derniers sont situés en surface, et leur activation pour des tensions négatives indiquerait qu'ils sont plutôt situés en profondeur. La figure 3-7 présente l'évolution du pic de conductance en fonction de la tension  $V_{GS}$  pour des températures où l'amplitude de l'effet de coude est la plus importante.

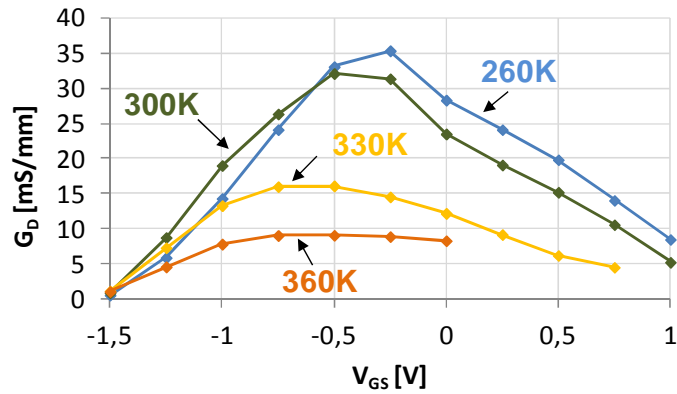


Figure 3-7 : Evolution de la conductance  $G_D$  en fonction de  $V_{GS}$  à température fixée en configuration « long »

D'après les courbes de la figure 3-7, la conductance est maximale pour des valeurs de  $V_{GS}$  comprises entre -1 V et 0 V. De plus,  $G_D$  ne présente pas de pic pour des valeurs de  $V_{GS} > 0$  V à 360 K. Ainsi, les pièges responsables de l'apparition de l'effet de coude seraient plutôt situés en profondeur dans le buffer GaN ou dans la couche barrière AlGaIn. Cette hypothèse est en accord avec le fait que les pièges ne soient pas situés en surface puisque l'effet de coude n'est pas affecté par la passivation ou les traitements de surface [Meneghesso2009].

L'évolution de  $V_{DSkink}$ , qui correspond à la valeur de  $V_{DS}$  pour laquelle le pic de  $G_D$  est maximal, en fonction de la tension de grille a été représentée pour deux températures différentes sur la figure 3-8, afin d'évaluer sa dépendance vis-à-vis du champ électrique.

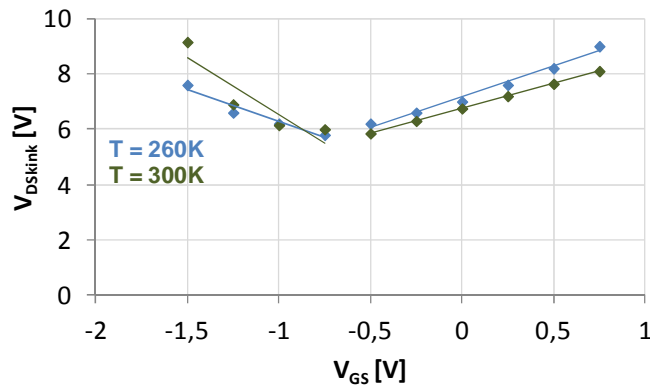


Figure 3-8 : Evolution de la tension  $V_{DSkink}$  en fonction de  $V_{GS}$  pour deux températures fixées en configuration « long »

$V_{DSkink}$  décroît puis croît en fonction de la tension  $V_{GS}$ , ce qui a déjà été observé dans [Meneghesso2009]. Ainsi, le mécanisme responsable de l'augmentation du courant de drain ne peut pas être assisté seulement par le champ électrique puisque le processus de dé-piégeage serait alors plus efficace lorsque le champ électrique est maximal (c'est-à-dire lorsque le composant est polarisé avec des tensions de grille proches de la tension de seuil dans notre cas) ce qui signifie que la valeur de  $V_{DSkink}$  serait minimale lorsque  $V_{GS}$  est égale à -1,5 V.  $V_{DSkink}$  présente donc une dépendance non monotone en fonction de la tension



$V_{GS}$ , ce qui d'après [Meneghesso1995] reflète un mécanisme d'ionisation par impact. Cependant, G. Meneghesso a rejeté l'idée que l'effet de coude soit induit par un mécanisme d'ionisation par impact de bande à bande à cause de la large bande interdite du GaN et des tensions auxquelles l'effet de coude apparaît. Il a alors proposé un mécanisme au cours duquel le dé-piégeage des électrons pourrait avoir lieu par l'ionisation de pièges par des électrons chauds lorsque les niveaux profonds sont chargés négativement [Meneghesso2009]. Un tel mécanisme nécessiterait en effet moins d'énergie que la création d'une paire électron-trou par ionisation de bande à bande. Ainsi, le fait que le dé-piégeage assisté par les électrons chauds nécessite simultanément un champ électrique minimal et des électrons, résulterait en une augmentation de la tension  $V_{DSkink}$  pour des valeurs de  $V_{GS}$  proches de la tension de seuil, comme c'est le cas sur la figure 3-8.

Les caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  ont également été mesurées en fonction de la température pour plusieurs valeurs de  $V_{DS}$ . La figure 3-9 présente par exemple les caractéristiques de transfert obtenues à 300 K pour différentes valeurs de  $V_{DS}$ .

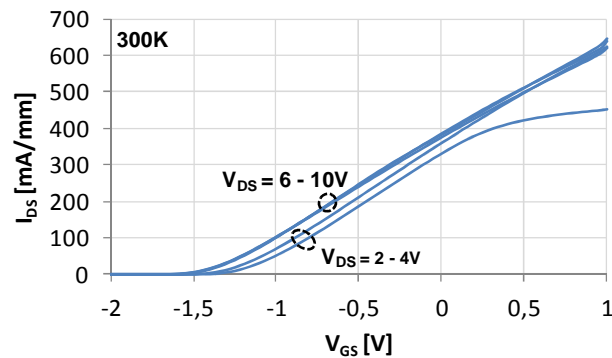


Figure 3-9 : Caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  d'un HEMT AlGaIn/GaN pour différentes valeurs de  $V_{DS}$  à 300 K en configuration « long »

Il apparaît que la tension de seuil  $V_{Th}$  évolue avec l'augmentation de la valeur de  $V_{DS}$  et ce en particulier en dessous de 6 V, ce qui correspond à la valeur minimale de  $V_{DSkink}$  précédemment trouvée. La figure 3-10 montre l'évolution de la tension de seuil  $V_{Th}$  ( $V_{GS}$  telle que  $I_{DS} = I_{DSS}/100$ ) en fonction de la polarisation de drain pour plusieurs températures.

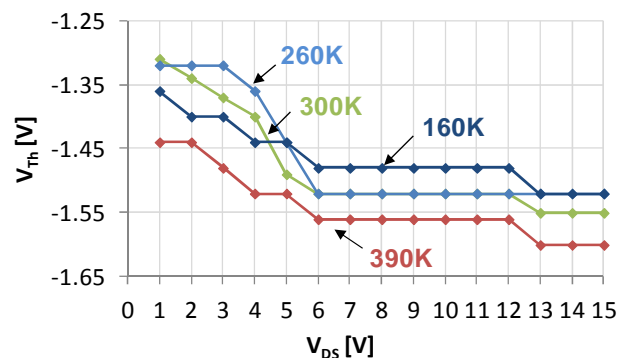


Figure 3-10 : Evolution de la tension de seuil  $V_{Th}$  en fonction de  $V_{DS}$  et de la température

La figure 3-10 met en évidence un décalage de la tension de seuil pour des valeurs de  $V_{DS}$  comprises entre 1 et 6 V et donc inférieures à  $V_{DSkink}$  (figure 3-8). De plus, il apparaît que ce décalage est d'autant plus important que l'amplitude du pic de conductance à une température donnée est grande (figure 3-7). Nous pouvons donc en conclure que l'effet de coude est corrélé avec un décalage de la tension de seuil  $V_{Th}$ , et qu'un processus de dé-piégeage se produit pour des valeurs de  $V_{DS}$  supérieures à 6 V.

Ainsi, nous supposons que les pièges responsables de l'apparition de l'effet de coude sont situés dans le buffer GaN en dessous de la grille [Bisi2013]. Dans ce cas, les électrons piégés sous la grille dans le buffer GaN entraînent une diminution de la densité de porteur dans le canal. Ceci se traduit alors par un décalage de la tension de seuil vers des valeurs plus positives.

### 3.1.2.3 Etude du processus de piégeage

La figure 3-11 présente le protocole expérimental utilisé pour l'étude du processus de piégeage. Premièrement, les pièges sont remplis au cours de la phase d'excitation en effectuant un balayage en tension. Puis la dépendance en tension et en courant de l'amplitude de l'effet de coude est déterminée pendant la phase de caractérisation. Pour finir une phase de recouvrement de 24 heures est respectée avant une nouvelle phase d'excitation afin de permettre aux pièges de se vider, comme nous avons pu le constater précédemment (§3.1.2.1).

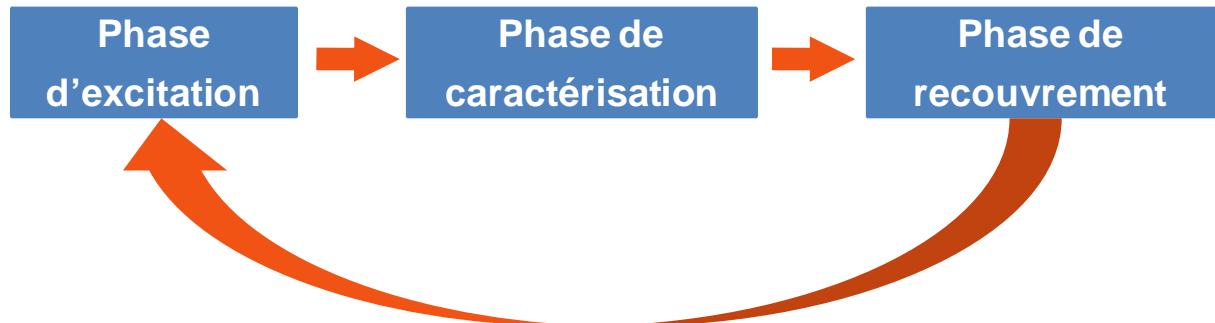


Figure 3-11 : Protocole expérimental utilisé pour l'étude du mécanisme de piégeage

La première expérience consiste à étudier l'influence du champ électrique longitudinal sur l'amplitude de l'effet de coude. Au cours de la phase d'excitation, un balayage de la tension de drain de 0 V à une valeur notée  $V_{DSexcitation}$  est effectué en configuration de mesure « long » et ce pour  $V_{GS}$  fixée à 0 V, tension pour laquelle l'amplitude de l'effet de coude est importante (figure 3-7). La phase de caractérisation consiste, quant à elle, à effectuer à  $V_{GS} = 0$  V un second balayage de la tension  $V_{DS}$  (successif à celui effectué au cours de la phase d'excitation) mais cette fois de 0 V à 15 V.

La figure 3-12 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  obtenues pour différentes valeurs de  $V_{DSmax}$  au cours des phases de caractérisation ainsi que les conductances  $G_D$  associées qui constituent pour rappel une image de l'amplitude de l'effet de coude.

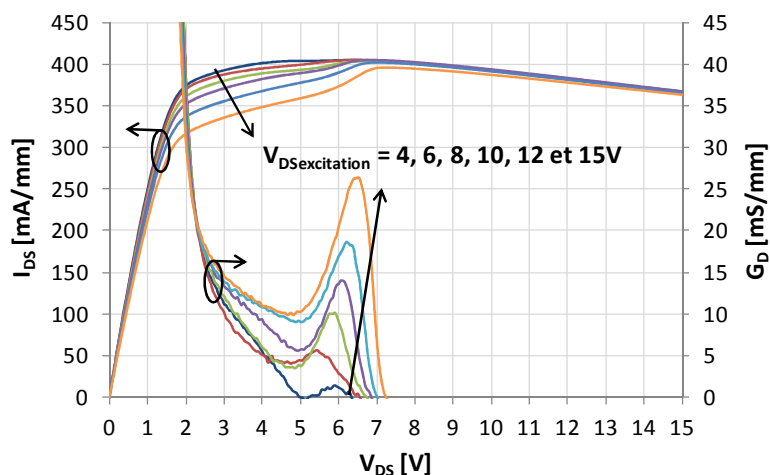


Figure 3-12 : Caractéristiques de sortie obtenues en configuration « long » à 300 K pour différentes valeurs de  $V_{DSexcitation}$  ;  $V_{GS} = 0$  V et  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V

En comparant les caractéristiques de sortie de la figure 3-12, il est possible d'évaluer l'effet du champ électrique longitudinal sur l'amplitude de l'effet de coude. Ainsi plus la tension d'excitation  $V_{DSexcitation}$  est élevée, plus l'amplitude de l'effet de coude est importante, ce qui signifie que le mécanisme de piégeage dépend fortement du champ électrique longitudinal. D'après l'évolution de  $G_D$ , l'amplitude de l'effet de coude augmente sensiblement dès lors que  $V_{DSexcitation}$  dépasse 4 V.

Une seconde expérience a ensuite été menée afin d'évaluer l'influence du champ électrique transversal sur l'amplitude de l'effet de coude. La phase d'excitation consiste à effectuer un balayage de la tension de drain de 0 à 15 V à une valeur de  $V_{GS}$  notée  $V_{GSexcitation}$ . La phase de caractérisation est identique à celle de l'expérience précédente. La figure 3-13 présente les caractéristiques de sortie et les conductances associées obtenues au cours des phases de caractérisation pour deux valeurs de  $V_{GSexcitation}$  ainsi qu'une caractéristique dite de référence obtenue à  $V_{GS} = 0$  V après 24 heures de repos.

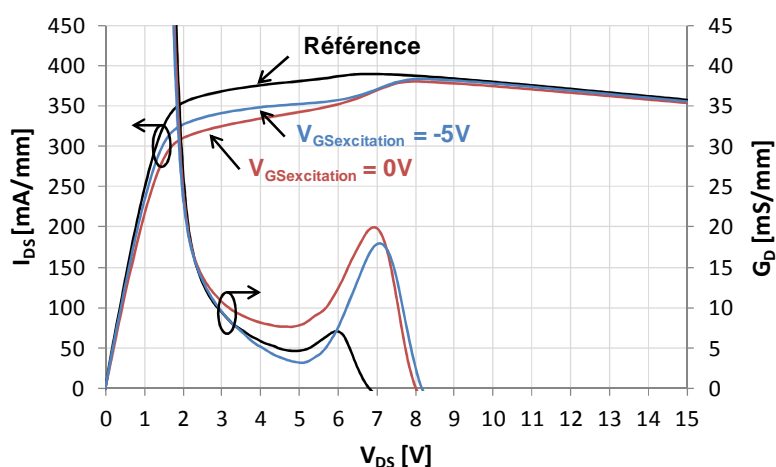


Figure 3-13 : Caractéristiques de sortie obtenues en configuration « long » à 300 K pendant les phases de caractérisation ;  $V_{GS} = 0$  V et  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V

Les résultats de la figure 3-13 mettent en évidence un effet de coude d'amplitude similaire pour les deux valeurs de  $V_{GSexcitation}$ , ce qui montre que le processus de piégeage dépend principalement du champ électrique longitudinal. Cependant, l'amplitude de l'effet de coude semble légèrement supérieure dans le cas où  $V_{GSexcitation}$  est égale à 0 V. Sachant que la tension de seuil de ces composants est de l'ordre de -1,5 V (figure 3-9), la caractéristique de sortie obtenue au cours de la phase d'excitation à  $V_{GSexcitation} = -5$  V ne présente qu'un courant de drain très faible de l'ordre du microampère. Ainsi, cette différence pourrait s'expliquer par le fait que, plus la quantité d'électrons circulant dans le canal augmente, plus la probabilité que des électrons soient capturés par des pièges est importante [Wang2011].

D'autre part, le pic observé sur la conductance associée à la caractéristique de référence révèle la présence d'un effet de coude de faible amplitude, et ce même après la phase de recouvrement. Ainsi, la phase de recouvrement n'a pas permis à tous les pièges de se vider, et lorsque  $V_{DS}$  atteint la valeur de 6 V, les électrons piégés sont alors libérés et provoquent l'effet de coude observé.

#### 3.1.2.4 Etude du processus de dé-piégeage

La figure 3-14 présente le protocole utilisé pour l'étude du processus de dé-piégeage. La séquence de test est similaire à la précédente mais est constituée d'une phase de relaxation entre les phases d'excitation et de caractérisation. La phase de relaxation consiste à appliquer des conditions de polarisation différentes une fois que les pièges ont été remplis pendant la phase d'excitation. Ainsi, en comparant les caractéristiques de sortie obtenues, avec et sans phase de relaxation, au cours de la phase de caractérisation, il est possible d'évaluer l'impact de la phase de relaxation sur l'amplitude de l'effet de coude. La phase de recouvrement est également identique à celle utilisée pour l'étude du processus de piégeage afin de permettre aux pièges de se vider avant la phase d'excitation.

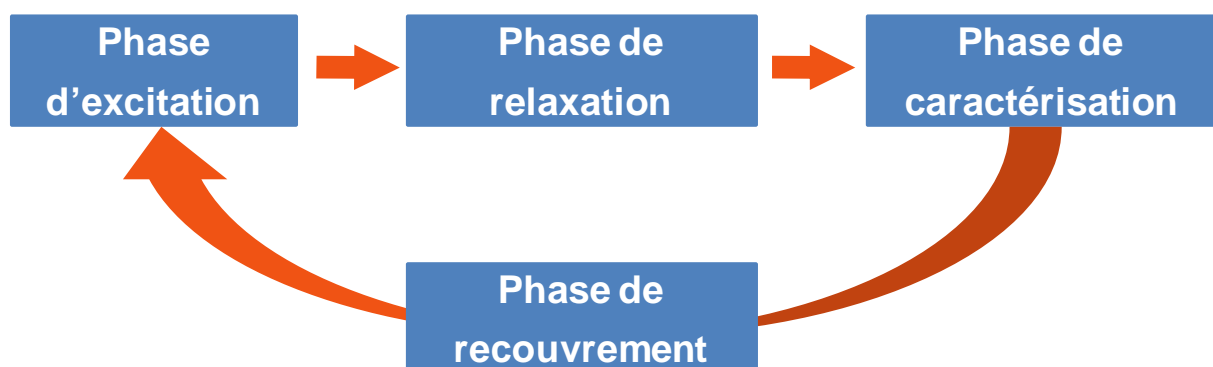


Figure 3-14 : Protocole utilisé pour l'étude du mécanisme de dé-piégeage

Au cours de la première expérience, les pièges sont tout d'abord remplis pendant la phase d'excitation qui consiste à effectuer un balayage de la tension de drain de 0 à 15 V avec une tension  $V_{GS}$  fixée à 0 V, tension pour laquelle l'amplitude de l'effet de coude est importante (figure 3-7). Des tensions constantes sont ensuite appliquées sur la grille et le drain du transistor pendant 10 secondes au cours de la phase de relaxation. Pour finir, un nouveau

balayage de la tension de drain est effectué de 0 à 15 V et à  $V_{GS} = 0$  V au cours de la phase de caractérisation, avant la phase de recouvrement de 24 heures. La même séquence a donc été répétée après 24h de repos pour différentes conditions de polarisation qui reflètent plusieurs états thermiques et électriques du composant. La figure 3-15 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et les conductances  $G_D$  associées obtenues au cours des phases de caractérisation après les différentes phases de relaxation, ainsi que deux caractéristiques de référence : la première est obtenue pendant la phase d'excitation (trait noir continu) et la seconde a été obtenue sans phase de relaxation (trait noir pointillé).

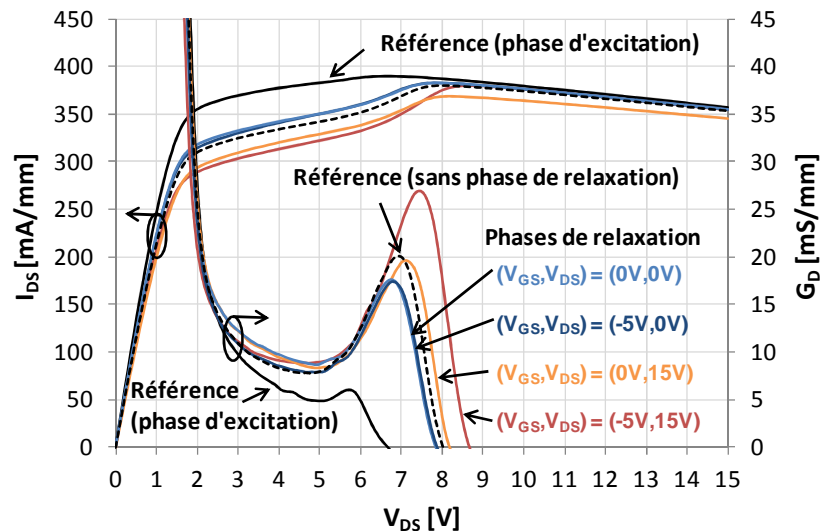


Figure 3-15 : Caractéristiques de sorties obtenues en configuration « long » à 300 K pendant les phases de caractérisation ;  $V_{GS} = 0$  V et  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V

En comparant les caractéristiques de sortie obtenues avec et sans phase de relaxation, il apparaît d'une part une légère diminution de l'amplitude de l'effet de coude après l'application des couples de tension  $(V_{GS} ; V_{DS}) = (0 \text{ V} ; 0 \text{ V})$  et  $(-5 \text{ V} ; 0 \text{ V})$ , et d'autre part une nette augmentation de l'amplitude pour le couple de tension  $(-5 \text{ V} ; 15 \text{ V})$ . En ce qui concerne le couple de tension  $(0 \text{ V} ; 15 \text{ V})$  l'amplitude de l'effet de coude est équivalente à celle de l'effet de coude observé sur la référence n'ayant pas subi de phase de relaxation (trait noir pointillé). Ainsi, la diminution du courant de drain  $I_{DS}$  observée sur l'ensemble de la caractéristique de sortie après l'application du couple de tension  $(0 \text{ V} ; 15 \text{ V})$  est probablement induite par des effets d'auto-échauffement étant donné que le composant a été maintenu à l'état passant pendant 10 secondes.

Le fait d'avoir maintenu le composant à l'état passant  $(0 \text{ V} ; 15 \text{ V})$  ou à l'état bloqué  $(-5 \text{ V} ; 15 \text{ V})$  pendant la phase de relaxation n'a donc pas permis de diminuer l'amplitude de l'effet de coude observé pendant les phases de caractérisation, et l'a même augmentée dans le deuxième cas (à l'état bloqué). Ainsi, le fait d'avoir augmenté la valeur de la tension  $V_{GD}$  et par conséquent la valeur du champ électrique entre la grille et le drain une fois la phase d'excitation terminée, a provoqué une augmentation du nombre d'électrons piégés. A contrario, le fait d'appliquer un champ électrique plus faible  $(-5 \text{ V} ; 0 \text{ V})$  et  $(0 \text{ V} ; 0 \text{ V})$  semble

favoriser le dé-piégeage des électrons. On en conclut que le dé-piégeage des électrons n'est pas simplement déclenché par l'application d'un fort champ électrique entre la grille et le drain comme les résultats précédents pouvaient nous le laisser supposer.

La deuxième expérience consiste à effectuer un balayage de la tension de drain en sens inverse, c'est-à-dire de 15 à 0 V, au cours de la phase de relaxation. Puisqu'il a été trouvé que les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  mesurées de 15 à 0 V ne présentent jamais d'effet de coude (§3.1.2.1), on peut alors supposer que les pièges se videront au cours de cette nouvelle phase de relaxation, et que par conséquent la caractéristique obtenue lors de la phase de caractérisation sera dépourvue d'effet de coude. La figure 3-16 montre les caractéristiques de sortie et les conductances associées obtenues lors de la phase d'excitation (trait noir continu), sans phase de relaxation (trait noir pointillé) et pendant la phase de caractérisation après la phase de relaxation (rouge).

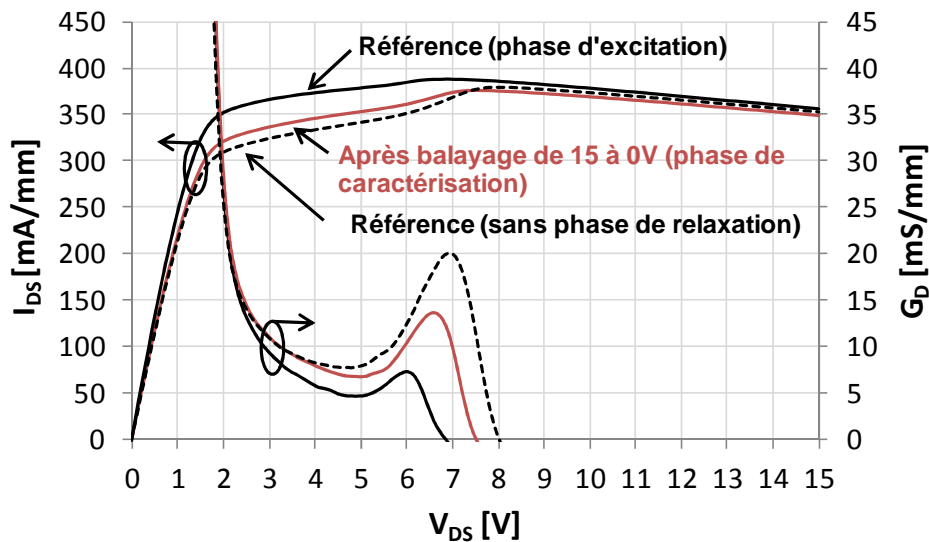


Figure 3-16 : Caractéristiques de sortie obtenues en configuration « long » à 300 K pendant les phases de caractérisation ;  $V_{GS} = 0$  V et  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V

D'après la figure 3-16, la caractéristique obtenue après la phase de relaxation présente toujours un effet de coude. Cependant, son amplitude est moins importante que celle de la caractéristique de référence obtenue sans phase de relaxation, comme dans l'expérience précédente dans le cas où les champs électriques appliqués étaient faibles. On peut donc supposer que le processus de dé-piégeage est favorisé lorsque le composant est polarisé sous un champ électrique faible ou décroissant.

La figure 3-17 permet de comparer les caractéristiques de sortie obtenues au cours des phases d'excitation, de relaxation et de caractérisation de la deuxième expérience.

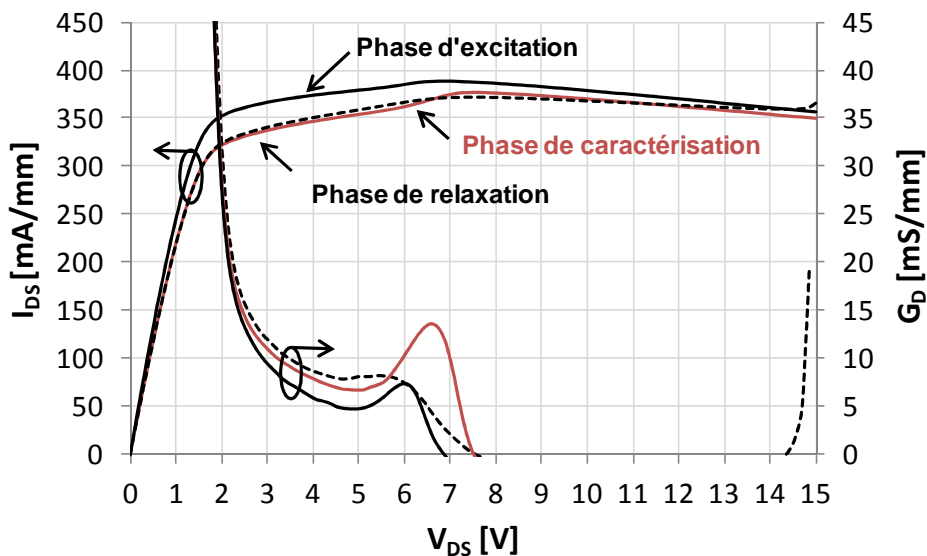


Figure 3-17 : Caractéristiques de sortie obtenues en configuration « long » à 300 K au cours des phases d’excitation (trait noir continu), de relaxation (trait noir pointillé) et de caractérisation (trait rouge continu)

Le niveau de courant de la caractéristique de sortie obtenue pendant la phase de relaxation (qui ne présente pas d’effet de coude puisque  $G_D$  ne présente pas de pic en fonction de  $V_{DS}$ ) est très proche de celui de la phase de caractérisation (qui présente un effet de coude) que ce soit avant ou après  $V_{DSkink}$  ( $V_{DS} = 6,5$  V).

Si les pièges étaient totalement vides, le niveau de courant de drain de la phase de relaxation devrait être identique à celui de la phase d’excitation, à moins que les effets d’auto-échauffement ne soient responsables de cette diminution.

Si l’on considère que la diminution du courant de drain n’est pas due aux effets d’auto-échauffement, on peut alors supposer que les pièges préalablement chargés au cours de la phase d’excitation le restent pendant la phase de relaxation, et qu’un dé-piégeage partiel se produit à la fin de celle-ci, c’est-à-dire lorsque le champ électrique appliqué est faible. Le dé-piégeage total n’a alors lieu que pendant la phase de caractérisation, lorsque le champ électrique est croissant et que la tension  $V_{DS}$  est égale à  $V_{DSkink}$ .

### 3.1.2.5 Conclusions sur les processus de piégeage et de dé-piégeage

Lorsque les pièges sont initialement vides, le processus de piégeage dépend fortement du champ électrique longitudinal et la quantité d’électrons piégés semble liée à la densité de courant circulant dans le canal. Lorsque les pièges sont chargés, le fait d’appliquer un champ électrique élevé entre la grille et le drain entraîne une augmentation de la quantité d’électrons piégés et donc de l’amplitude de l’effet de coude.

Le processus de dé-piégeage, de manière totale et rapide, ne semble possible que lorsque le champ électrique appliqué est croissant et que la tension  $V_{DS}$  atteint la valeur  $V_{DSkink}$ . Cependant, un dé-piégeage plus lent semble également se produire lorsque l'on applique un champ électrique faible ou décroissant, ce qui laisse supposer que le dé-piégeage est dans ce cas là dominé par une émission thermique suivant une loi de type exponentielle [Wang2011].

### 3.1.2.6 Etude des caractéristiques de sortie en DC pulsé

Afin de compléter l'étude des pièges responsables de l'apparition de l'effet de coude, les caractéristiques de sortie ont été mesurées en DC pulsé avec quatre points de repos ( $V_{GS0}; V_{DS0}$ ) : (0 V ; 0 V), (-3 V ; 0 V), (-3 V ; 15 V) et (-5 V ; 30 V).

Les mesures ont été réalisées à  $V_{GS} = 0$  V avec  $V_{DS}$  variant de 0 à 15 V, une période  $T$  de 30  $\mu$ s, un rapport cyclique  $D$  égal à 1 % et chaque point de mesure a été moyenné 2048 fois. Afin d'étudier le processus de piégeage, une première caractéristique de sortie est mesurée afin de remplir les pièges (phase d'excitation) puis une deuxième mesure est effectuée afin d'évaluer l'impact des différents points de repos (phase de caractérisation). La figure 3-18 présente les caractéristiques de sortie ainsi que les conductances associées obtenues au cours de la phase de caractérisation en DC et DC pulsé.

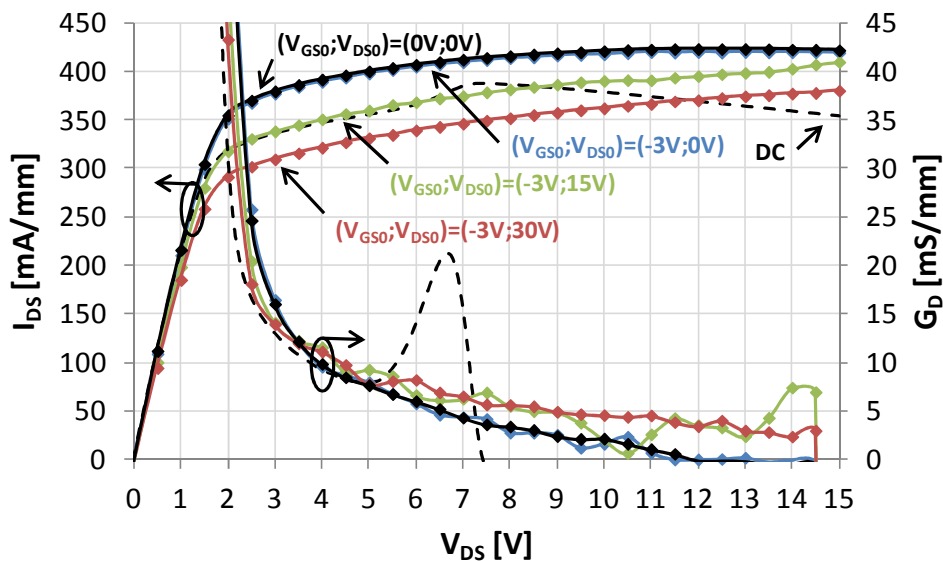


Figure 3-18 : Caractéristiques de sortie et conductances associées obtenues au cours de la phase de caractérisation en DC (trait pointillé) et DC pulsé pour différents points de repos ;  $V_{GS} = 0$  V ;  $V_{DS}$  varie de 0 à 15 V ;  $T = 30$   $\mu$ s ;  $D = 1$  %

D'après la figure 3-18, les caractéristiques de sortie et les conductances associées ne présentent aucun effet de coude en DC pulsé. Cela signifie que les pièges n'ont pas le temps de se charger au cours de la mesure. On en conclut que l'effet de coude est étroitement lié à des pièges lents dont les constantes de temps sont supérieures à 300 ns, ce qui est cohérent avec les mesures réalisées en DC au début de ce chapitre.



D'autre part, ces composants ne présentent pas d'effet de « gate-lag » puisque les caractéristiques de sortie obtenues pour les points de repos (0 V ; 0 V) et (-3 V ; 0 V) sont superposées, ce qui révèle une bonne maîtrise des conditions de fabrication de la grille. Cependant, la chute du courant de drain observée pour les points de polarisation (-3 V ; 15 V) et (-3 V ; 30 V) est due aux effets dits de « drain-lag » et liée à des pièges rapides dans la région grille-drain [Meneghini2011]. Ces pièges définissent une grille virtuelle dans la zone grille-drain qui influence la valeur de la résistance série des accès de source et de drain. Plus la tension  $V_{GDO}$  ( $V_{GS0} - V_{DS0}$ ) est élevée, plus les effets de « drain-lag » sont importants. Ainsi, en considérant la localisation de ces pièges et les constantes de temps mises en jeu, nous pouvons affirmer que les pièges responsables des effets de « drain-lag » sont différents de ceux responsables de l'apparition de l'effet de coude.

### 3.1.3 Mesures isothermes de transitoire de courant de drain

Afin de terminer l'étude de l'effet de coude, une caractérisation des pièges est réalisée par des mesures isothermes de transitoires de courant de drain ou « Drain Current Transient Spectroscopy » (DCTS).

#### 3.1.3.1 Principe de la mesure

Le principe est de mesurer la réponse transitoire du courant de drain d'un transistor lorsque celui-ci est soumis à une impulsion de tension sur la grille et polarisé en régime saturé. Le banc de test, piloté via le logiciel HPVVEE, se compose d'un générateur d'impulsions HP8116A, d'un multimètre numérique HP34401A branché aux bornes d'une résistance de 1  $\Omega$  de façon à obtenir une image directe du courant circulant dans le transistor, d'une alimentation permettant de polariser le drain du transistor et d'une résistance de 50  $\Omega$  qui permet d'adapter l'entrée du composant pour s'assurer du bon fonctionnement du générateur d'impulsions. La figure 3-19 donne une représentation schématique du banc de mesure de transitoires de courant de drain.

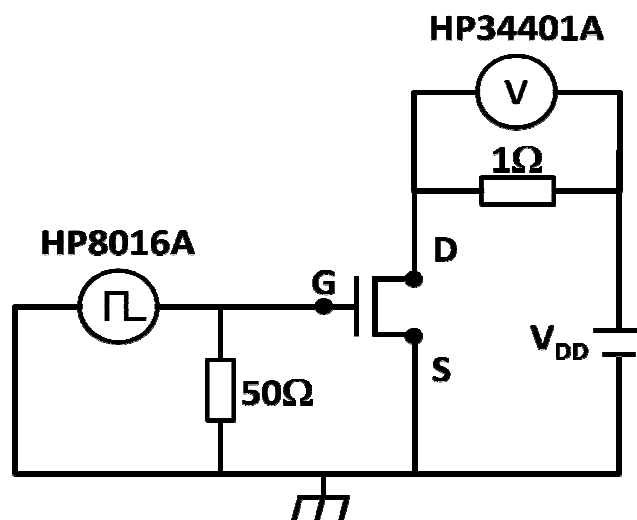


Figure 3-19 : Représentation schématique du banc de DCTS

Un signal carré de période  $T$  (qui présente donc un niveau haut noté « NH » et un niveau bas noté « NB ») est appliqué sur la grille du transistor pendant que celui-ci est polarisé en régime de saturation en réglant la tension  $V_{DD}$  qui restera constante tout au long de la mesure. Le courant de drain est alors mesuré en fonction du temps à partir du moment où la tension de grille passe du niveau haut au niveau bas. Notons que la mesure est effectuée 10 fois de façon à augmenter le rapport signal sur bruit et à détecter ou s'affranchir des problèmes liés au temps d'établissement de l'équilibre thermique qui pourrait modifier la forme du transitoire de courant obtenu.

Sachant que les pièges responsables de l'apparition de l'effet de coude sont situés sous la grille, qu'ils présentent des constantes de temps relativement longues de l'ordre de la seconde, qu'une excitation est nécessaire afin de les remplir et pour finir qu'un dé-piégeage partiel se produit lorsque le composant est maintenu sous un faible champ électrique, la DCTS semble appropriée à l'étude de ces pièges puisque l'observation d'un transitoire de courant à la suite d'une variation de la tension de grille révélera la présence de pièges sous la grille. On suppose donc que les pièges se chargent lorsque la tension de grille est au niveau haut puis qu'ils se déchargent lorsqu'elle est au niveau bas en suivant une loi de type exponentielle.

### 3.1.3.2 Mesures de transitoires de courant de drain à 300K

Les figure 3-20 et 3-21 présentent des transitoires de courant de drain normalisés par rapport à la valeur finale du courant, notés  $I_{DS\_norm}$ , obtenus à 300 K avec une période de 60 s et différents niveaux haut et niveaux bas,  $V_{DD}$  étant fixée à 3 V de façon à ce que le composant soit en régime de saturation dans une zone où l'effet de coude est observable (figure 3-10).

Les figures 3-20 et 3-21 présentent une comparaison de transitoires de courant de drain normalisés par rapport à la valeur finale du courant pour différentes valeurs de  $NH$  et de  $NB$ .

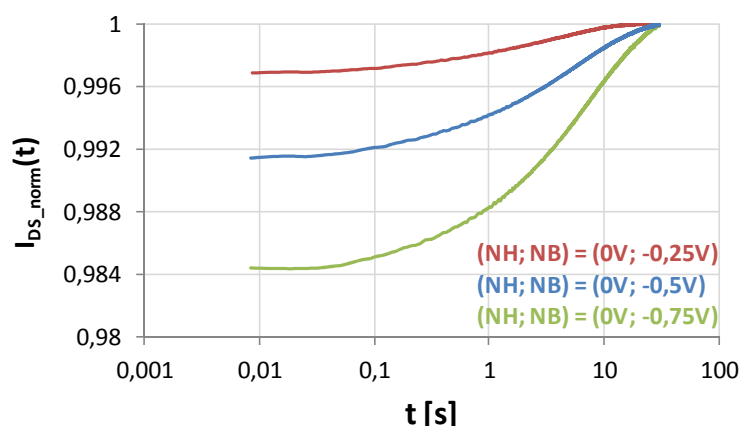


Figure 3-20 : Comparaison de transitoires de courant de drain normalisés à 300 K avec un niveau haut identique et différents niveaux bas ;  $T = 60$  s ;  $V_{DD} = 3$  V

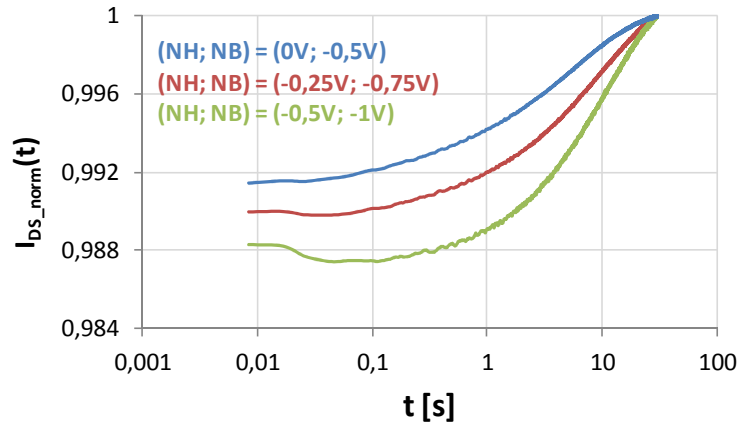


Figure 3-21 : Comparaison de transitoires de courant de drain normalisés avec un écart  $|NH-NB|$  identique de 0,5 V à 300 K ;  $T = 60$  s ;  $V_{DD} = 3$  V

D'après les figures 3-20 et 3-21, les amplitudes des transitoires sont d'autant plus grandes que les niveaux bas sont élevés en valeur absolue, et que l'écart entre  $NH$  et  $NB$  est grand. Cela signifie que les pièges sont plutôt situés en profondeur. Enfin, le courant de drain étant croissant au cours du temps, on en déduit que les pièges sont en train de se décharger et que l'on assiste à un processus d'émission d'électrons. Les transitoires de courant normalisés peuvent ensuite être décomposés en une somme de composantes exponentielles comme suit :

$$I_{DS\_norm}(t) = a_0 + \sum_{i=1}^n \left( a_i e^{\frac{-t}{\tau_i}} \right) \quad \text{Eq. 3.1}$$

avec  $t$  le temps,  $n$  le nombre de pièges mis en jeu,  $a_0$  la valeur du courant normalisé à l'équilibre thermodynamique (égal à 1),  $a_i$  et  $\tau_i$  respectivement les amplitudes et les constantes de temps des pièges mis en jeu. Ainsi, chaque composante exponentielle identifiée sur le transitoire correspond à un piège. La figure 3-22 montre un exemple de décomposition en composantes exponentielles d'un transitoire de courant de drain obtenu à 300 K avec une période de 90 s, un niveau haut égal à 0 V, un niveau bas égal à -0,75 V et  $V_{DD}$  égale à 3 V.

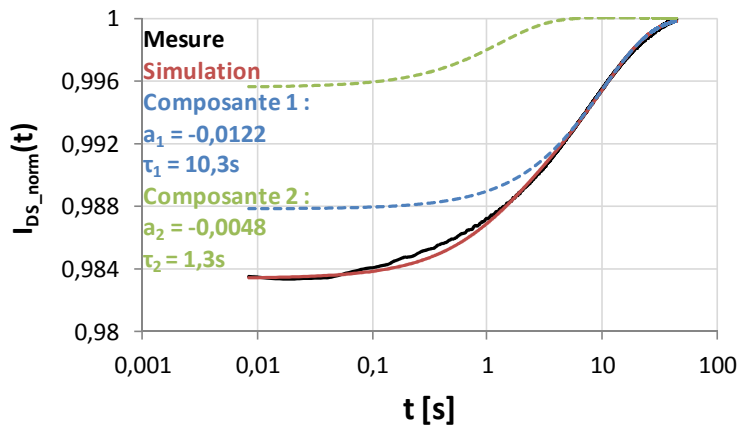


Figure 3-22 : Transitoire de courant de drain normalisé et sa décomposition en deux composantes exponentielles à 300 K ;  $NH = 0$  V ;  $NB = -0,75$  V ;  $T = 90$  s ;  $V_{DD} = 3$  V

Le transitoire de courant de la figure 3-21 est ici décomposé en deux termes exponentiels qui correspondent chacun à un piège différent. Les constantes de temps associées à ces deux pièges sont de l'ordre de la seconde et de la dizaine de seconde, ce qui est conforme avec les observations effectuées dans les parties précédentes.

Un piège se caractérise par son énergie d'activation et sa section de capture. Il est donc nécessaire d'effectuer des mesures de transitoire de courant de drain en fonction de la température afin de conclure notre étude sur l'effet de coude.

### 3.1.3.3 Mesures de transitoire de courant de drain en fonction de la température

Nous avons précédemment déterminé dans la partie 3.1.2.2 que l'amplitude de l'effet de coude était maximale pour des valeurs de  $V_{GS}$  comprises entre 0 et -1 V. Nous avons donc choisi d'effectuer les mesures de transitoire de courant de drain en fonction de la température pour les couples de valeurs de  $V_{GS}$  comprises entre ces deux valeurs : (0 V ; -0,75 V) et (-0,5 V ; -1 V). La période du signal carré est volontairement choisie longue (90 s) afin de s'assurer que le régime permanent soit atteint pour toutes les températures et donc pour minimiser les erreurs d'approximation lors de l'extraction des constantes de temps. La tension  $V_{DD}$  est choisie de façon à ce que le composant soit polarisé en régime de saturation dans une zone où l'amplitude de l'effet de coude a été trouvée maximale. Il est à noter que, compte tenu de la faible valeur du courant de drain circulant dans le composant lorsque celui-ci est polarisé à  $V_{GS} = 0$  V et  $V_{DS} = 3$  V, les effets d'auto-échauffement et la chute de potentiel aux bornes de la résistance de 1  $\Omega$  sont négligeables. La valeur de  $V_{DS}$  est donc équivalente à celle de  $V_{DD}$ . La figure 3-23 présente les transitoires de courant normalisés et mesurés en fonction de la température avec le couple de tension de grille (0 V ; -0,75 V).

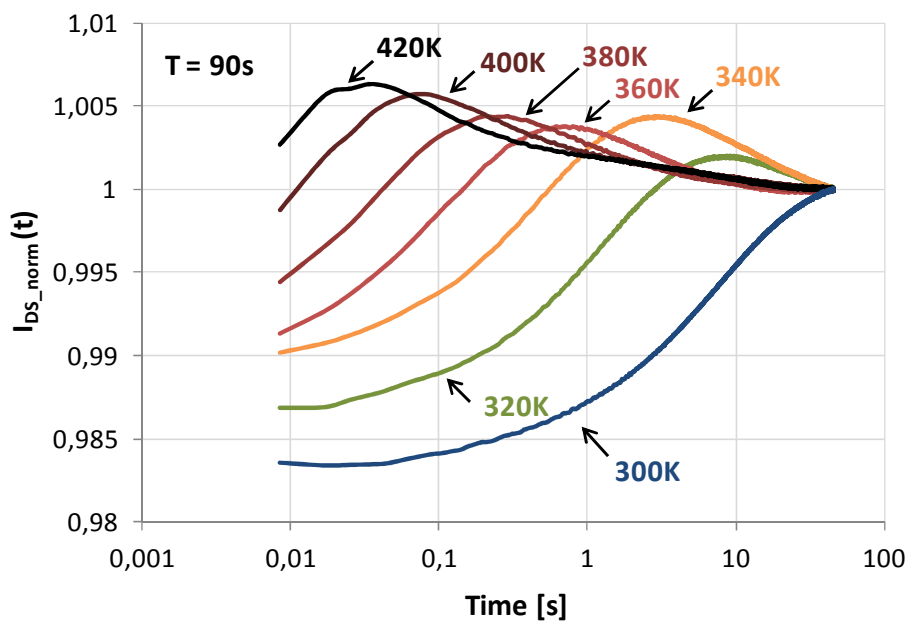


Figure 3-23 : Transitoires de courant de drain normalisés en fonction de la température ;  
 $NH = 0$  V ;  $NB = -0,75$  V ;  $T = 90$  s ;  $V_{DD} = 3$  V

En analysant les transitoires de courant obtenus, nous constatons que la forme de ces derniers évolue avec la température. En effet, on observe d'une part une diminution des constantes de temps à mesure que la température augmente, et d'autre part un changement du sens de variation du courant de drain pour des températures supérieures à 300 K, comme illustré sur la figure 3-24.

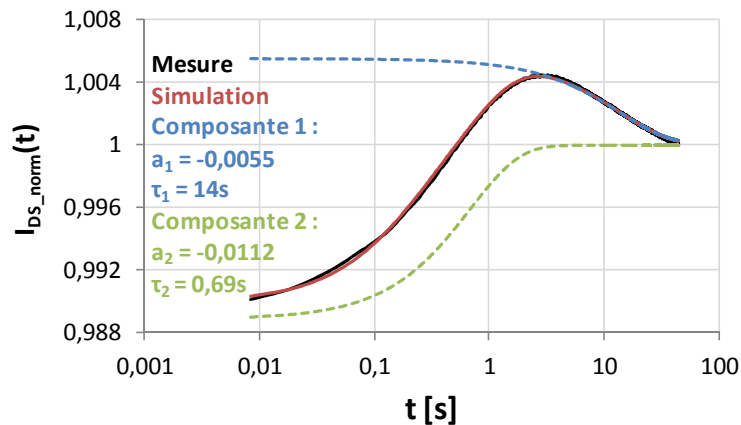


Figure 3-24 : Transitoire de courant de drain normalisé et sa décomposition en deux composantes exponentielles à 340 K ;  $NH = 0 \text{ V}$  ;  $NB = -0,75 \text{ V}$  ;  $T = 90 \text{ s}$  ;  $V_{DD} = 3 \text{ V}$

Lorsque le transitoire de courant de drain est croissant, les électrons sont libérés, on parle alors de processus d'émission. De manière analogue, on parle de processus de capture lorsque le transitoire de courant est décroissant puisque cela indique que les électrons sont piégés. La figure 3-25 présente les transitoires de courant normalisés et mesurés en fonction de la température avec le couple de tension de grille (-0,5V ; -1V).

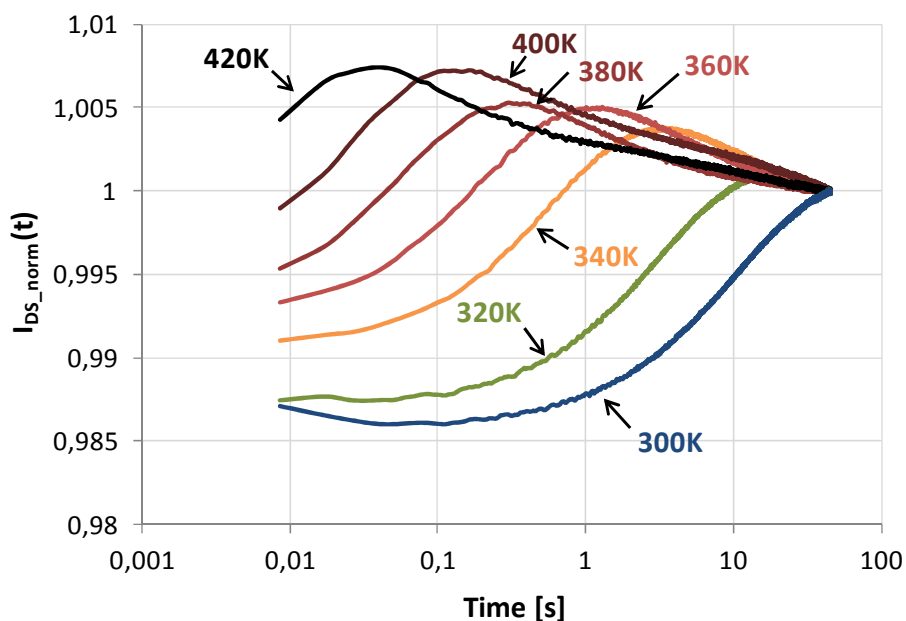


Figure 3-25 : Transitoires de courant de drain normalisés en fonction de la température ;  $NH = -0,5 \text{ V}$  ;  $NB = -1 \text{ V}$  ;  $T = 90 \text{ s}$  ;  $V_{DD} = 3 \text{ V}$

La forme des transitoires de courant de drain obtenus avec le couple (-0,5 V, -1 V) est très semblable à celle observée précédemment pour le couple (0 V ; -0,75 V). On retrouve dans ce cas le même comportement, à savoir une diminution des constantes de temps à mesure que la température augmente, et l'apparition d'un processus de capture à partir de 320 K. On en déduit que les mesures effectuées sont reproductibles et que les pièges caractérisés sont principalement situés en profondeur sous la grille.

### 3.1.3.4 Calcul des énergies d'activation et des sections de capture

Afin de pouvoir calculer les énergies d'activation des pièges mis en évidence au cours des mesures de transitoires de courant de drain, il faut en premier lieu identifier chaque piège en prenant soin de lui associer de façon cohérente une composante exponentielle pour chaque température de mesure. Cette étape est très importante dans l'identification des pièges puisqu'il arrive que l'on doive utiliser plus de deux composantes exponentielles (dont les paramètres peuvent différer de plusieurs ordres de grandeur) afin de reproduire la forme d'un transitoire de courant. Ainsi pour un même piège, seule la constante de temps  $\tau_i$  est censée diminuer de façon significative d'une température à une autre ; l'amplitude  $a_i$  doit quant à elle conserver le même ordre de grandeur d'une température à une autre, et surtout, son signe doit rester rigoureusement identique. Cela revient à dire qu'une composante exponentielle relative à un processus d'émission à une température donnée ne peut pas se transformer en une composante relative à une capture à une autre température.

Le tableau 3-1 regroupe l'ensemble des paramètres (constante de temps, amplitude et type de processus) des 4 pièges identifiés au cours des mesures de transitoires de courant de drain en fonction de la température.

NH (V)	0				-0,5			
NB (V)	-0,75				-1			
Numéro	1		2		3		4	
Processus	Emission		Capture		Emission		Capture	
T (K)	$a_1$	$\tau_1$ (s)	$a_2$	$\tau_2$ (s)	$a_3$	$\tau_3$ (s)	$a_4$	$\tau_4$ (s)
300	-0,0122	10,3	-	-	-0,01092	12	-	-
320	-0,0124	2,1	0,0038	15	-0,01582	6	0,007	13
340	-0,0112	0,69	0,00552	14	-0,00996	0,94	0,0053	12
360	-0,01411	0,14	0,00473	3,34	-0,01294	0,23	0,00504	6,6
380	-0,0127	0,05	0,00403	1,1	-0,01186	0,08	0,00434	1,4
400	-0,0127	0,02	0,005	0,35	-0,01198	0,04	0,0047	0,68
420	-0,0117	0,01	0,0055	0,16	-0,00997	0,01	0,00559	0,23

Tableau 3-1 : Constantes de temps  $\tau_i$  et amplitude  $a_i$  des pièges identifiés au cours des mesures de DCTS

Comme on pouvait s'y attendre au vu des similarités tant au niveau de la forme des transitoires que de leur évolution en fonction de la température, les pièges 1 et 3 (relatifs à un processus d'émission) d'une part, et 2 et 4 (relatifs à un processus de capture) d'autre part, présentent des amplitudes et des constantes de temps similaires, ce qui signifie que l'on

devrait obtenir des énergies d'activations similaires et qu'il s'agirait par conséquent des mêmes pièges. Il est à noter que si les constantes de temps des pièges sont du même ordre de grandeur entre 300 K et 320 K, celles des pièges relatifs aux processus d'émission deviennent 10 fois plus petites que celles des pièges relatifs aux processus de capture à partir de 340 K. L'évolution en fonction de la température des constantes de temps de chaque piège étant connue, il est maintenant possible de tracer le diagramme d'Arrhenius pour chacun des pièges identifiés et d'en extraire l'énergie d'activation associée en utilisant la relation suivante [Saysset1996] :

$$\tau T^2 = A e^{\frac{E_a}{k_B T}} = A e^{\frac{E_a}{1000 k_B} \frac{1000}{T}} \quad \text{Eq. 3.2}$$

avec  $\tau$  la constante de temps du piège,  $T$  la température,  $E_a$  l'énergie d'activation du piège,  $k_B$  la constante de Boltzmann et  $A$  une constante déterminée graphiquement. Les figures 3-26 et 3-27 présentent les diagrammes d'Arrhenius des pièges identifiés au cours des mesures de transitoires de courant de drain en fonction de la température.

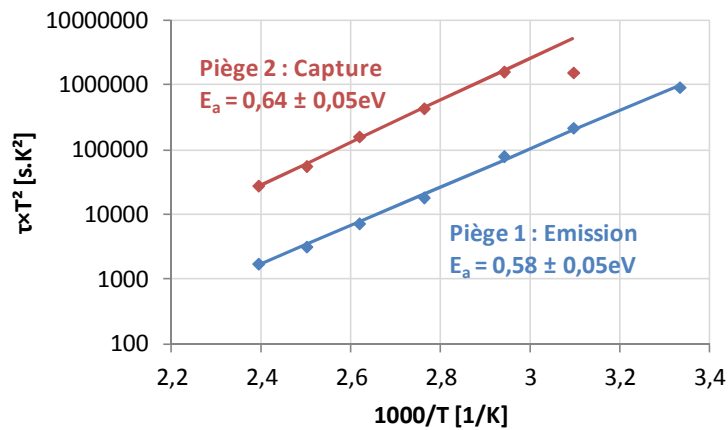


Figure 3-26 : Diagramme d'Arrhenius des pièges 1 et 2 ;  
 $NH = 0 \text{ V}$  ;  $NB = -0,75 \text{ V}$  ;  $T = 90 \text{ s}$  ;  $V_{DD} = 3 \text{ V}$

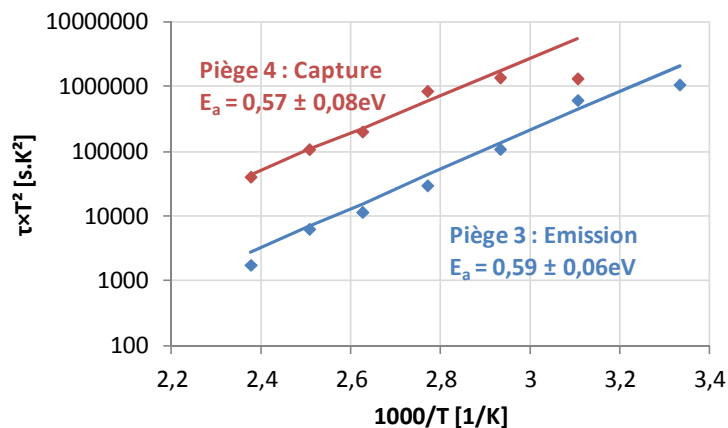


Figure 3-27 : Diagramme d'Arrhenius des pièges 3 et 4 ;  
 $NH = -0,5 \text{ V}$  ;  $NB = -1 \text{ V}$  ;  $T = 90 \text{ s}$  ;  $V_{DD} = 3 \text{ V}$

Les pièges 1 et 3 correspondent à une émission d'électrons dont les constantes de temps sont similaires et ont une énergie d'activation très proche ; il s'agit donc très probablement du même piège. Il en est de même pour les pièges 2 et 4, qui correspondent à une capture d'électrons, considérant les incertitudes sur la détermination des énergies d'activation. On a ainsi mis en évidence la présence de deux pièges à électrons dans la même gamme de température : un premier, relatif à un processus d'émission, d'énergie d'activation de l'ordre de 0,58 eV, et un deuxième, relatif à un processus de capture, présentant une énergie d'activation de l'ordre de 0,64 eV.

Plusieurs auteurs ont rapporté des énergies d'activation similaires dans le cadre de l'étude des effets de piégeage dans les HEMTs AlGaIn/GaN en utilisant des techniques différentes. J.G. Tartarin a par exemple trouvé des énergies d'activation entre 0,57 eV et 0,70 eV sur des pièces non vieilles en utilisant la « I-DLTS » (drain current Deep Level Transient Spectroscopy) [Tartarin2011]. J. Joh et J. A. Del Alamo ont également identifié une énergie d'activation de 0,57 eV en mesurant des transitoires de courant [Joh2011]. Selon eux, les pièges activés thermiquement sont situés dans la couche barrière AlGaIn alors que ceux situés dans le buffer GaN sont indépendants de la température. T. Okino a identifié une énergie d'activation de 0,58 eV en utilisant lui aussi la « I-DLTS » [Okino2004]. M. Wang a mesuré la réponse transitoire du courant drain à  $V_{DS} = 0,5$  V après avoir chargé les pièges pendant 100 ms à  $V_{DS} = 20$  V pour caractériser les pièges responsables de l'effet de coude et a obtenu une énergie d'activation de 0,59 eV [Wang2011]. Enfin M. Gassoumi a trouvé une énergie d'activation de 0,63 eV en utilisant la technique de « C-DLTS » (Capacitance Deep Level Transient Spectroscopy) [Gassoumi2011]. Pour finir, notons que G. Meneghesso a caractérisé les pièges responsables de l'effet de coude en utilisant la cathodoluminescence et a identifié une énergie d'activation, sensiblement différente, de 0,9 eV [Meneghesso2010].

La section de capture est ensuite calculée connaissant les énergies d'activation et les constantes de temps, via la probabilité d'émission des électrons  $e_n$  [Saysset1996] :

$$e_n(T) = \frac{1}{\tau} = v_n \sigma_n N_c e^{\frac{-E_a}{k_B T}} \quad \text{Eq. 3.3}$$

avec  $\tau$  la constante de temps du piège,  $T$  la température,  $E_a$  l'énergie d'activation du piège,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $v_n$  la vitesse thermique des électrons et  $N_c$  la densité d'états dans la bande de conduction. La vitesse thermique des électrons est donnée par la relation :

$$v_n(T) = \sqrt{\frac{3k_B T}{m_e^*}} \quad \text{Eq. 3.4}$$

où  $m_e^*$  est la masse effective de l'électron dans le GaN. La densité d'états dans la bande de conduction est calculée via l'expression suivante :

$$N_c(T) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{m_e^* k_B T}{\pi \hbar^2} \right)^{3/2} \quad \text{Eq. 3.5}$$



avec  $\hbar$  la constante de Planck réduite. Il est à noter que nous prenons ici la masse effective de l'électron dans le GaN pour nos calculs puisque nous supposons que les pièges sont situés sous la grille dans le buffer GaN (§ 3.1.2.2). Le tableau 3-2 regroupe les paramètres caractéristiques des 4 pièges identifiés précédemment.

Piège	1	2	3	4
Processus	Emission	Capture	Emission	Capture
$E_a$ (eV)	$0,58 \pm 0,05$	$0,64 \pm 0,05$	$0,59 \pm 0,06$	$0,57 \pm 0,08$
$\sigma$ (cm <sup>2</sup> )	$9,4 \times 10^{-18}$	$2,98 \times 10^{-18}$	$8,51 \times 10^{-18}$	$2,95 \times 10^{-18}$

Tableau 3-2 : Energie d'activation et section de capture des pièges identifiés au cours des mesures de DCTS

D'après les résultats du tableau 3-2, les sections de capture des différents pièges identifiés sont du même ordre de grandeur. Ceci n'est pas très étonnant compte tenu du fait que les énergies d'activation et les constantes de temps à partir desquelles elles sont calculées le sont également. Il est cependant à noter que ces sections de capture sont fortement dépendantes de la valeur de l'énergie d'activation extraite précédemment (équation 3.3) et qu'elles peuvent donc sensiblement varier (de plus d'un ordre de grandeur) considérant les incertitudes sur la détermination de l'énergie d'activation.

### 3.1.4 Synthèse et conclusions

En conclusion, nous avons montré que l'effet de coude n'est observable qu'à la suite d'une excitation électrique et qu'il est dû à des mécanismes de piégeage et de dé-piégeage d'électrons dont les constantes de temps sont de l'ordre de la dizaine de seconde à 300 K. L'étude du processus de piégeage a permis de montrer que lorsque les pièges sont initialement vides, l'amplitude de l'effet de coude dépend fortement du champ électrique longitudinal, et que la quantité d'électrons piégés est liée à la densité de courant circulant dans le canal. Et lorsque les pièges sont chargés, l'amplitude de l'effet de coude augmente avec la valeur du champ électrique appliqué entre la grille et le drain : champs électriques longitudinal et transversal. Nous avons montré que le processus de dé-piégeage, de manière totale et rapide, n'est possible que lorsque le champ électrique appliqué est croissant et que la tension  $V_{DS}$  atteint la valeur  $V_{DSkink}$ , ce qui laisse supposer que le dé-piégeage est dû à l'ionisation de pièges par des électrons chauds. Puis nous avons montré qu'un dé-piégeage plus lent se produit sous un champ électrique faible ou décroissant, ce qui laisse supposer que le dé-piégeage est dans ce cas là dominé par une émission thermique.

Une caractérisation des pièges a été réalisée par des mesures isothermes de transitoires de courant de drain en fonction de la température. Deux pièges à électron ont alors été identifiés : un piège relatif à un processus d'émission d'énergie d'activation de l'ordre de 0,58 eV, et un piège relatif à un processus de capture d'énergie d'activation de l'ordre de 0,64 eV. Considérant d'une part que l'amplitude de l'effet de coude est maximale en DC autour de 300 K et qu'elle diminue à mesure que la température augmente (figures 3-4, 3-5 et 3-6), et

d'autre part que seul un processus d'émission est observé sur les mesures de DCTS à 300 K et que la constante de temps des pièges relatifs à un processus d'émission diminue avec l'augmentation de la température (figures 3-24 et 3-25) ; on en déduit que l'effet de coude est lié à un processus d'émission d'électrons d'énergie d'activation de l'ordre de 0,58 eV sous la bande de conduction. Dans le cadre de l'étude de l'effet de coude, plusieurs auteurs ont identifié des pièges avec une énergie d'activation similaire sur des HEMTs AlGaIn/GaN provenant de différents fabricants. Ceci suggère que les pièges responsables de l'effet de coude sont plutôt liés à l'épitaxie et non pas à la technologie (comme la passivation ou le taux d'aluminium par exemple). En effet, plusieurs travaux ont associé des pièges d'énergie d'activation similaire à celle obtenue ici, au dopage fer du buffer GaN [Bisi2013]. Cependant, Killat *et al.* ont montré que la concentration de fer n'a que très peu d'impact sur l'amplitude de l'effet de coude de leurs composants [Killat2013].

Le mécanisme suivant est proposé. Les pièges, de type donneur, sont situés dans le buffer GaN en dessous de la grille et sont initialement vides, ce qui explique l'absence d'effet de coude lors de la première mesure. Les électrons sont donc capturés au cours d'une phase d'excitation sous l'effet du champ électrique longitudinal, ce qui a pour effet d'entraîner une diminution de la densité de porteurs dans le canal, et donc une diminution du courant de drain pour des valeurs de  $V_{DS}$  inférieures à  $V_{DSkink}$ . Les électrons sont ensuite libérés suivant deux processus : un dé-piégeage rapide, dû à l'ionisation de pièges par des électrons chauds, qui intervient sous un champ électrique croissant lorsque  $V_{DS}$  atteint la valeur  $V_{DSkink}$ , et un dé-piégeage plus lent, dominé par une émission thermique, dont la constante de temps diminue à mesure que la température augmente. Ce dernier point permet d'expliquer la diminution de l'amplitude de l'effet de coude à mesure que la température augmente. En effet, à 420 K, la constante de temps associée au processus d'émission (10 ms) est bien inférieure au temps d'intégration de la mesure (320 ms). Ainsi, le processus d'émission devient tellement rapide que l'effet de coude n'apparaît presque plus à haute température, comme illustré sur la figure 3-28 qui présente deux caractéristiques de sortie mesurées consécutivement, la première caractéristique étant dépourvue d'effet de coude et équivalente à une phase d'excitation nécessaire à l'observation de l'effet de coude sur la deuxième caractéristique de sortie.

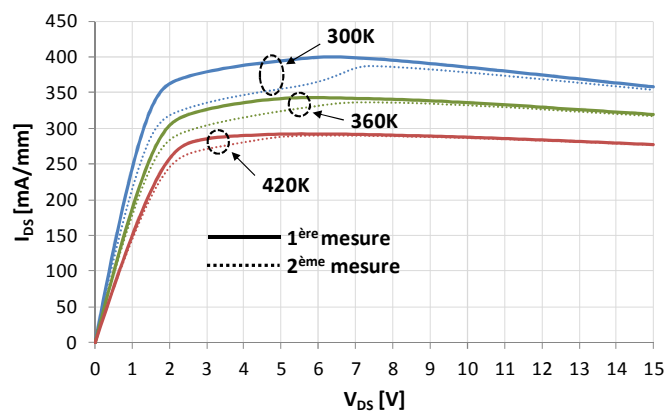


Figure 3-28 : Comparaison de deux caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  mesurées consécutivement en fonction de la température à  $V_{GS} = 0$  V en configuration « long »

## 3.2 Caractérisation du mécanisme de « runaway »

### 3.2.1 Le mécanisme de « runaway » dans les HEMTs AlGaIn/GaN

Le mécanisme de « runaway » se caractérise en DC par une augmentation simultanée des courants de drain et de grille quand la tension  $V_{DS}$  est augmentée en régime de saturation. La figure suivante présente les caractéristiques de sortie d'un HEMT AlGaIn/GaN de la technologie GH25-10 présentant un mécanisme de « runaway ». Les caractéristiques de sortie ont été obtenues pour des valeurs de  $V_{GS}$  comprises entre -3 V et -2 V, c'est-à-dire proche des conditions de blocage.

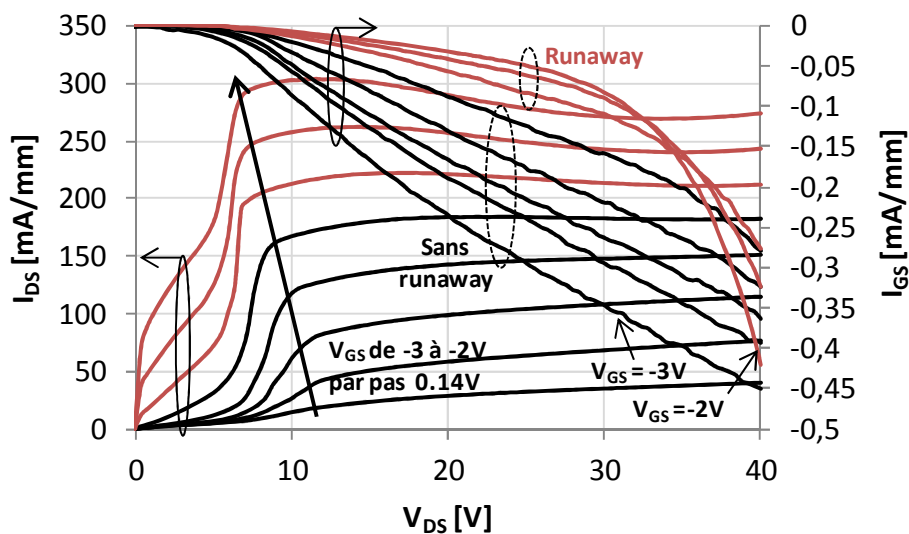


Figure 3-29 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un HEMT AlGaIn/GaN de la technologie GH25-10 présentant un mécanisme de « runaway » à 25 °C ;  
 $V_{GS}$  varie de -3 à -2 V ;  $V_{DS}$  varie de 0 à 40 V

Dans le cas d'un comportement dit « normal », le courant de grille est principalement contrôlé par le courant de fuite de la diode grille-drain au travers de la tension grille-drain lorsque le composant est proche des conditions de blocage ; et quand la tension grille-source est augmentée vers des valeurs plus positives, le courant de grille diminue.

C'est donc la tendance opposée qui est observée lorsque le transistor présente un mécanisme de « runaway » puisque le courant de grille augmente en valeur absolue quand la tension grille-source est augmentée vers des valeurs plus positives.

Ce phénomène est illustré sur la figure 3-30 qui présente l'évolution de  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$  pour deux valeurs de  $V_{DS}$  différentes : à  $V_{DS} = 10$  V, le transistor présente un mode de fonctionnement « normal », et à  $V_{DS} = 40$  V, le transistor présente un mécanisme de « runaway ».

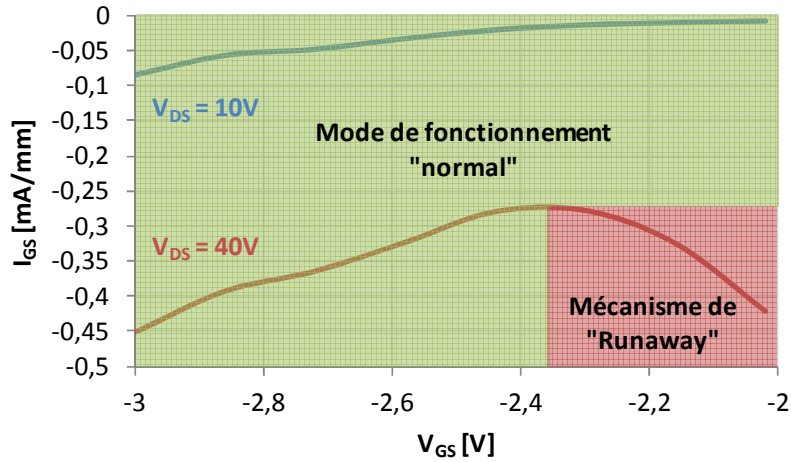


Figure 3-30 : Evolution de  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$  pour deux valeurs de  $V_{DS}$  ;  
 $V_{DS} = 10$  V (en bleu) ;  $V_{DS} = 40$  V (en rouge)

La figure 3-31 présente les caractéristiques de sortie du même transistor obtenues pour des valeurs de  $V_{GS}$  comprises entre  $-1,75$  V et  $0$  V. On constate que plus le canal est ouvert, plus la tension  $V_{DS}$  à laquelle le mécanisme de « runaway » se manifeste est faible. En effet, le courant de grille commence à augmenter en valeur absolue pour des valeurs de  $V_{DS}$  de plus en plus faibles à mesure que la tension grille-source se rapproche de  $0$  V. De façon intéressante, il apparaît que l'augmentation du courant de drain, précédemment observée sur les caractéristiques de sortie, est compensée par les effets d'auto-échauffement lorsque le composant est polarisé à canal ouvert.

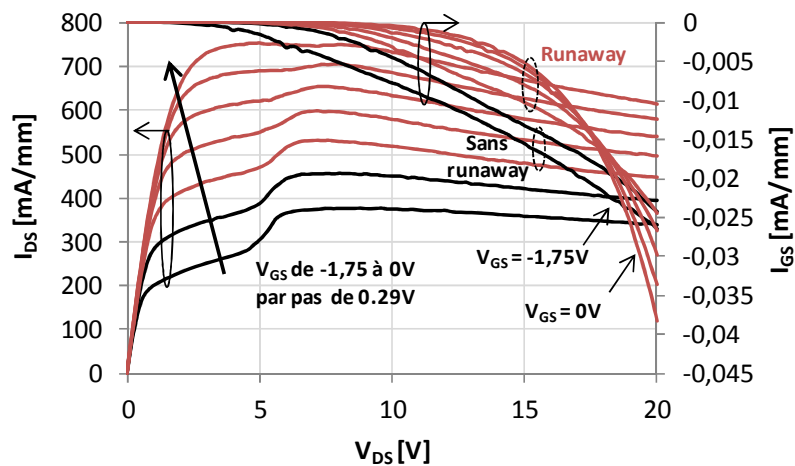


Figure 3-31 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un HEMT AlGaIn/GaN de la technologie GH25-10 présentant un mécanisme de « runaway » à  $25$  °C ;  
 $V_{GS}$  varie de  $-1,75$  à  $0$  V ;  $V_{DS}$  varie de  $0$  à  $20$  V

Le mécanisme de « runaway » impacte également les performances RF des transistors puisqu'il génère une augmentation en valeur absolue du courant de grille RF et par conséquent une diminution de la puissance de sortie RF sous forte compression. [Lambert2012].

Le mécanisme de « runaway » a été observé au cours de la phase de qualification de la technologie GH50-10 et a été identifié comme responsable des défaillances observées au cours des tests de vieillissement de type HTOL (High Temperature Operating Life) *via* deux modes :

- Pendant les mesures de reprise de puissance RF : les composants présentent une augmentation en valeur absolue du courant de grille, corrélée avec une diminution de la puissance de sortie au-delà du critère de défaillance, à savoir une dérive supérieure à 1 dB par rapport à la mesure initiale (avant vieillissement).
- Pendant la relance des essais de fiabilité : le composant est détruit du fait de la perte de contrôle du courant de drain et/ou de grille, c'est-à-dire que les courants de grille et de drain augmentent jusqu'à la destruction du transistor.

Le mécanisme de « runaway » constitue donc un mécanisme de fin de vie ; un temps médian de  $3 \times 10^7$  heures a été déterminé à une température de jonction de 175 °C avec une énergie d'activation associée de 1,82 eV en utilisant la loi d'Arrhenius [Lambert2012]. Bien que la durée de vie obtenue soit en accord avec les objectifs d'UMS (soit  $2 \times 10^6$  heures à une température de jonction de 175 °C) et que la technologie GH50-10 soit qualifiée, le mécanisme de « runaway » n'en demeure pas moins un effet parasite également observable sur la technologie GH25-10, qui est en phase de qualification. Il est donc important de caractériser le mécanisme de « runaway » afin de déterminer son origine physique.

### 3.2.2 Caractérisation électrique

#### 3.2.2.1 Etude des caractéristiques de sortie $I_{DS}(V_{DS})$

La dépendance en température du mécanisme de « runaway » a été étudiée sur des transistors (appartenant à la même puce) de topologies différentes, et provenant du lot Picowatt\_07 de la technologie GH25-10. Les caractéristiques de chaque composant sont données dans le tableau 3-3.

Filière	Lot	Composant	Distance G-D ( $\mu\text{m}$ )	$W_d$ ( $\mu\text{m}$ )	Field plate
GH25-10	Picowatt_07	4x75V3S	3,7	300	oui
		8x125V3S	3,7	1000	oui
		4x75V9	1,7	300	non

Tableau 3-3 : Caractéristiques des composants étudiés

Les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  de plusieurs composants de chaque topologie ont ainsi été mesurées à 25 °C, 50 °C, 75 °C, 100 °C et 125 °C puis comparées d'une part pour un même composant sur l'ensemble des températures, et d'autre part entre les différentes topologies pour une température donnée de façon à identifier les éventuels paramètres qui peuvent jouer sur le mécanisme de « runaway ».

Les figures 3-32, 3-33 et 3-34 présentent une comparaison entre les caractéristiques de sortie obtenues, à 25 °C et 125 °C, respectivement sur un composant représentatif de chaque type : 4x75V3S, 8x125V3S et 4x75V9.

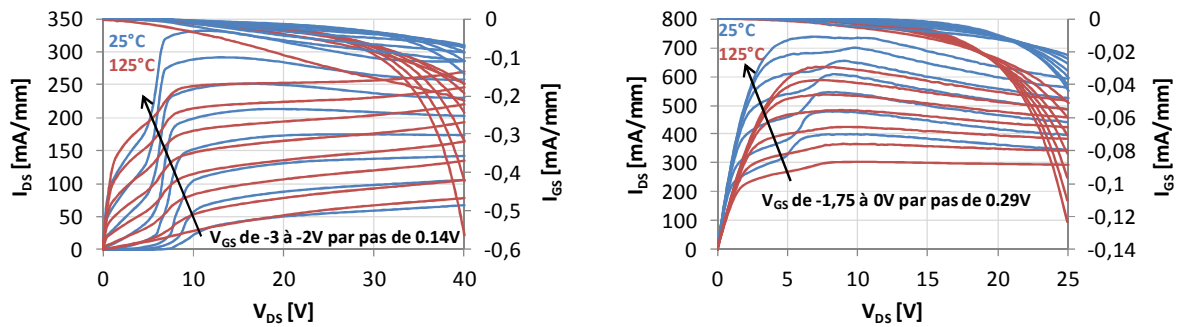


Figure 3-32 : Comparaison des caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un composant de type 4x75V3S obtenues à 25 °C (en bleu) et 125 °C (en rouge) ;  $V_{GS}$  varie de -3 à -2 V (à gauche) et de -1,75 à 0 V (à droite) ;  $V_{DS}$  est croissant

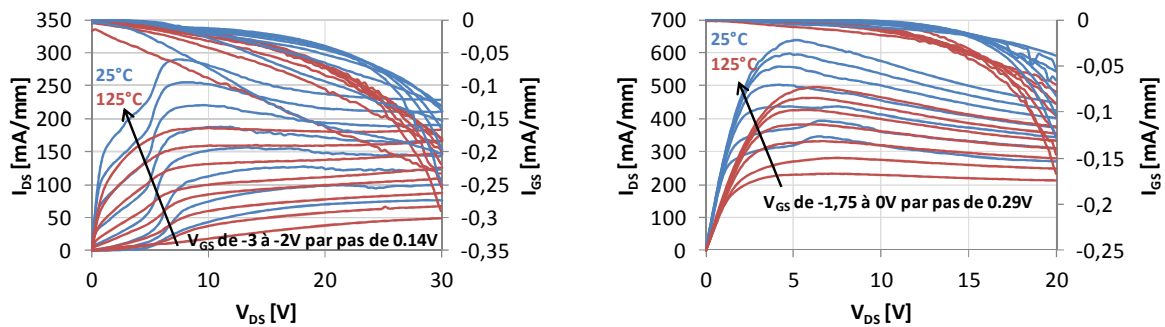


Figure 3-33 : Comparaison des caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un composant de type 8x125V3S obtenues à 25 °C (en bleu) et 125 °C (en rouge) ;  $V_{GS}$  varie de -3 à -2 V (à gauche) et de -1,75 à 0 V (à droite) ;  $V_{DS}$  est croissant

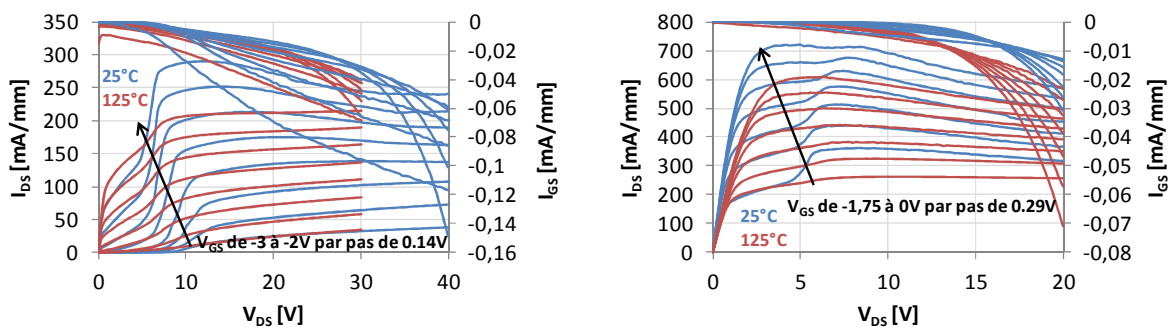


Figure 3-34 : Comparaison des caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un composant de type 4x75V9 obtenues à 25 °C (en bleu) et 125 °C (en rouge) ;  $V_{GS}$  varie de -3 à -2 V (à gauche) et de -1,75 à 0 V (à droite) ;  $V_{DS}$  est croissant

D'après les caractéristiques de sortie des figures 3-32, 3-33 et 3-34, on observe les mêmes phénomènes sur les trois types de transistor. On constate tout d'abord comme précédemment que pour une température donnée, le courant de grille commence à augmenter

en valeur absolue pour des valeurs de  $V_{DS}$  de plus en plus faibles à mesure que la tension  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V. Puis il apparaît en comparant les caractéristiques de sorties obtenues à 25 °C et 125 °C que les tensions  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$  pour lesquelles le mécanisme de « runaway » se manifeste diminuent avec l'augmentation de la température. Ceci indique que le seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » dépend de la température.

Afin d'étudier de façon plus détaillée les effets de la température sur le mécanisme de « runaway », les caractéristiques de sortie d'un composant de type 4x75V3S ont été comparées à  $V_{GS}$  donnée pour différentes températures. La figure 3-35 présente l'évolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie et des courants de grille associés pour deux valeurs de  $V_{GS}$ .

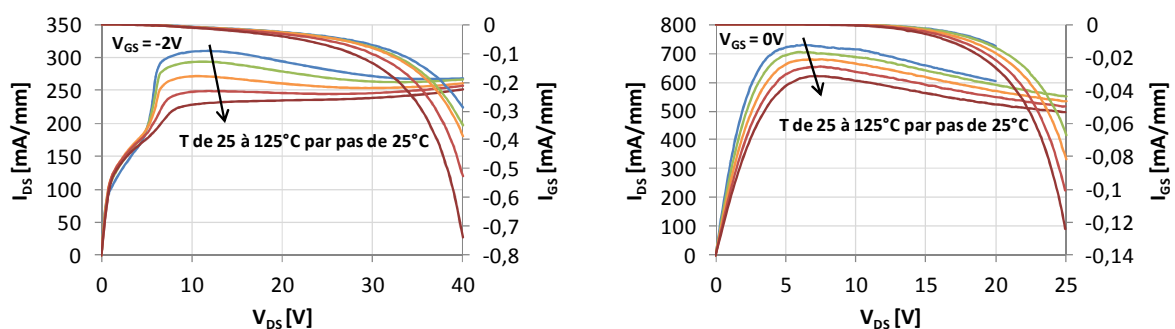


Figure 3-35 : Evolution des caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et des courants de grille associés d'un composant de type 4x75V3S en fonction de la température ;  $V_{GS} = -2$  V (à gauche) et  $V_{GS} = 0$  V (à droite) ;  $V_{DS}$  est croissant

D'après la figure 3-35, l'augmentation du courant de drain induite par le mécanisme de « runaway » est compensée par les effets d'auto-échauffement à  $V_{GS} = 0$  V, et le seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » dépend de la température puisque  $I_{GS}$  augmente en valeur absolue pour des valeurs de  $V_{DS}$  de plus en plus faibles à mesure que la température augmente. Il est cependant difficile de conclure vis-à-vis des effets de la température sur la vitesse à laquelle le courant de grille augmente en valeur absolue par rapport à la tension  $V_{DS}$ . Nous proposons donc de caractériser l'évolution de  $dI_{GS}/dV_{DS}$  en relatif par rapport au courant de grille pour différentes températures comme illustré sur la figure 3-36.

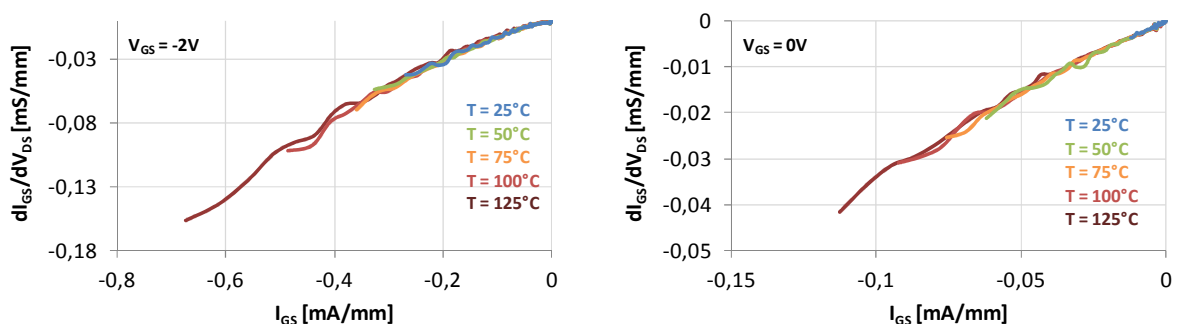


Figure 3-36 : Evolution de  $dI_{GS}/dV_{DS}$  en fonction de  $I_{GS}$  d'un composant de type 4x75V3S pour différentes températures ;  $V_{GS} = -2$  V (à gauche) et  $V_{GS} = 0$  V (à droite)

Les courbes  $dI_{GS}/dV_{DS}$  étant superposées pour chaque température, on en déduit que la vitesse à laquelle le courant de grille augmente en valeur absolue par rapport à la tension  $V_{DS}$  est indépendante de la température.

D'autre part, le seuil de déclenchement en  $V_{DS}$  du mécanisme de « runaway » étant fortement dépendant de la température, on peut donc supposer que les composants présentant un développement de grille  $W_d$  plus grand sont plus sensibles au mécanisme de « runaway ». En effet, la densité de courant et donc la température de jonction sont d'autant plus élevées que  $W_d$  est grand.

Cette hypothèse a été vérifiée en comparant les caractéristiques de sortie et les courants de grille associés de composants présentant des développements de grille différents, comme illustré sur la figure 3-37.

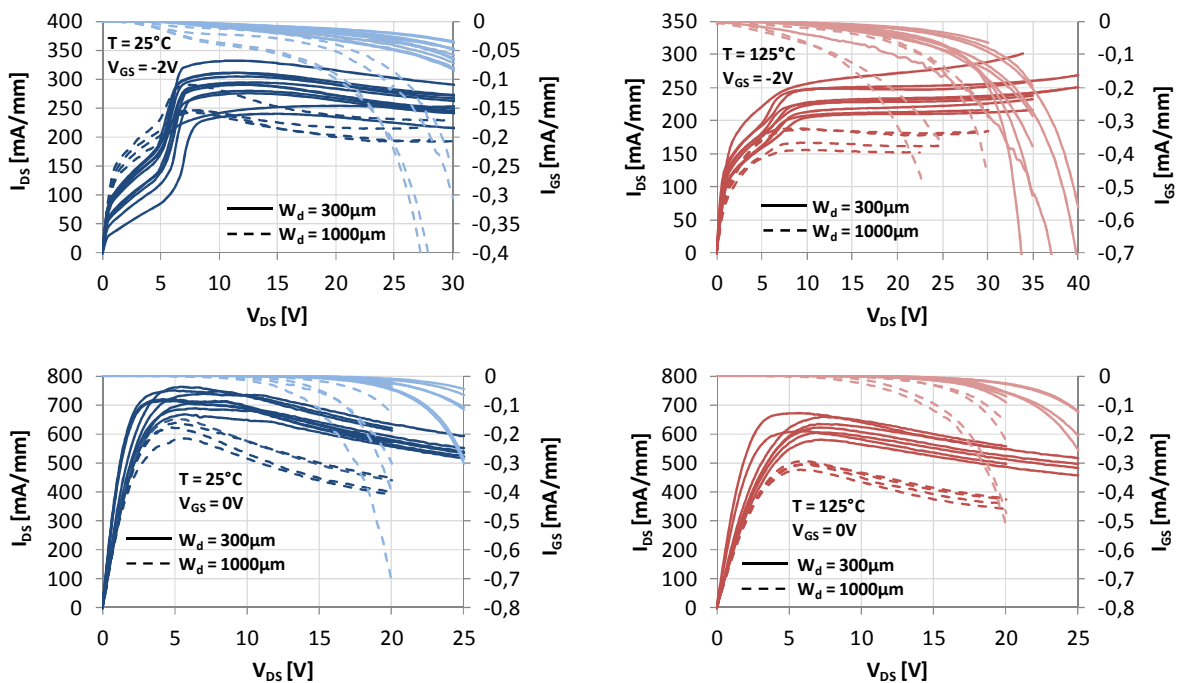


Figure 3-37 : Comparaison des caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et des courants de grille associés pour  $W_d = 300 \mu\text{m}$  (trait continu) et  $W_d = 1000 \mu\text{m}$  (trait pointillé) ;  
 $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (en bleu) et  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$  (en rouge) ;  
 $V_{GS} = -2 \text{ V}$  (en haut) et  $V_{GS} = 0 \text{ V}$  (en bas) ;  $V_{DS}$  est croissant

D'après la figure 3-37, l'hypothèse précitée se vérifie puisque les transistors présentant un plus grand développement  $W_d$  (trait pointillé) voient leur courant de grille augmenter en valeur absolue pour des tensions  $V_{DS}$  plus faibles que pour les transistors avec un développement de grille plus petit (trait continu).

Par ailleurs, les effets d'auto-échauffement sont d'autant plus importants que  $W_d$  est grand et que la densité de courant est élevée.



### 3.2.2.2 Etude des caractéristiques de transfert $I_{DS}(V_{GS})$

Le mécanisme de « runaway » ayant été identifié sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  comme une augmentation en valeur absolue du courant de grille à partir d'une tension  $V_{DS}$  qui devient de plus en plus faible à mesure que la tension  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V, nous allons maintenant étudier les caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  afin de déterminer si le mécanisme de « runaway » est également observable. Les figures 3-38 et 3-39 présentent respectivement les caractéristiques de sorties  $I_{DS}(V_{DS})$  et de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  ainsi que les courants de grille associés obtenues à 25 °C sur un composant de type 4x75V3S.

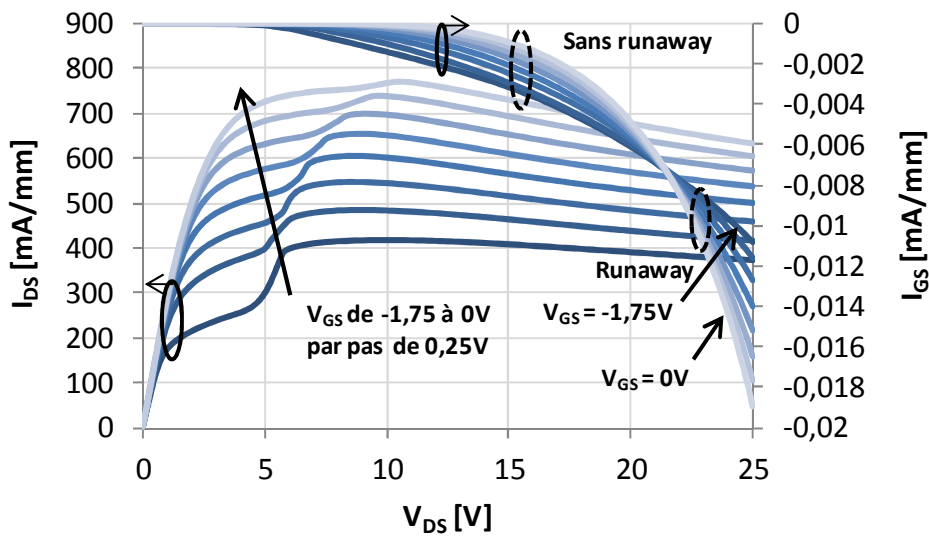


Figure 3-38 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés d'un composant de type 4x75V3S à  $T = 25\text{ °C}$  ;  $V_{GS}$  varie de  $-1,75\text{ V}$  à  $0\text{ V}$  ;  $V_{DS}$  est croissant

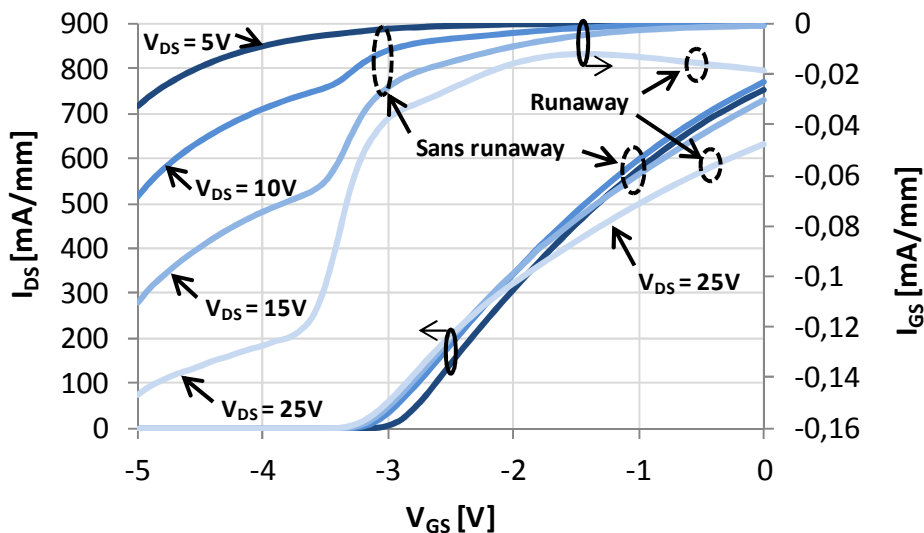


Figure 3-39 : Caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  et courants de grille associés d'un composant de type 4x75V3S à  $T = 25\text{ °C}$  ;  $V_{DS} = 5, 10, 15$  et  $25\text{ V}$  ;  $V_{GS}$  est croissant

D'après la figure 3-39, le courant de grille diminue à mesure que la tension  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V dans les cas où  $V_{DS}$  est égal à 5 V, 10 V et 15 V, c'est-à-dire à des tensions  $V_{DS}$  pour lesquelles le transistor ne présente pas de mécanisme de « runaway » sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  (figure 3-38). En revanche, le courant de grille commence à augmenter en valeur absolue à partir d'une tension  $V_{GS}$  de l'ordre de -1,5V dans le cas où  $V_{DS}$  est égal à 25 V, c'est-à-dire à une tension  $V_{DS}$  pour laquelle le transistor présente un mécanisme de « runaway » sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$ .

Le mécanisme de « runaway » se caractérise donc par une augmentation en valeur absolue du courant de grille à partir d'un seuil en  $V_{DS}$  et en  $V_{GS}$  sur les caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$ . Ainsi, la dérivée  $dI_{GS}/dV_{GS}$  est positive lorsque le transistor ne présente pas de mécanisme de « runaway », et négative lorsque le transistor présente un mécanisme de « runaway », comme illustré sur la figure 3-40.

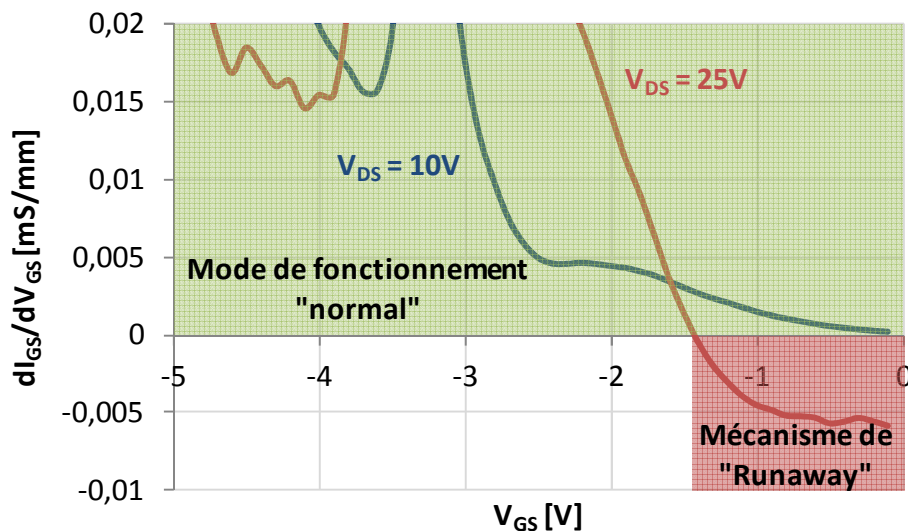


Figure 3-40 : Evolution de  $dI_{GS}/dV_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$  à  $T = 25\text{ °C}$  ;  $V_{GS}$  varie de -5 V à 0 V ;  $V_{DS} = 10\text{ V}$  (en bleu) et  $V_{DS} = 25\text{ V}$  (en rouge)

### 3.2.2.3 Etude de la reproductibilité et de la réversibilité du mécanisme de « runaway »

Nous proposons dans cette partie de déterminer si le mécanisme de « runaway » est d'une part reproductible entre deux mesures identiques et d'autre part réversible. Pour cela, les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un transistor présentant une largeur de grille  $W_d$  égale à 1 mm ont été mesurées en fonction de la température de 25 °C à 175 °C puis de 175 °C à 25 °C, par pas de 25 °C.

Les figures 3-41 et 3-42 présentent les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  respectivement obtenues à 25 °C et 125 °C, au cours de la montée (en bleu) et au cours de la descente (en rouge) de la température.

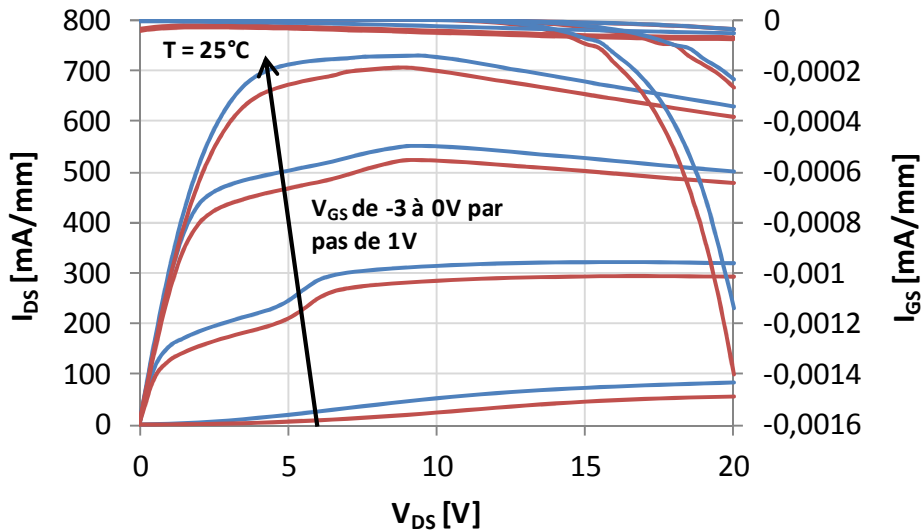


Figure 3-41 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés obtenus à 25 °C lors de la montée (en bleu) et lors de la descente (en rouge) de la température ;  $V_{GS}$  varie de -3 V à 0 V ;  $V_{DS}$  est croissant

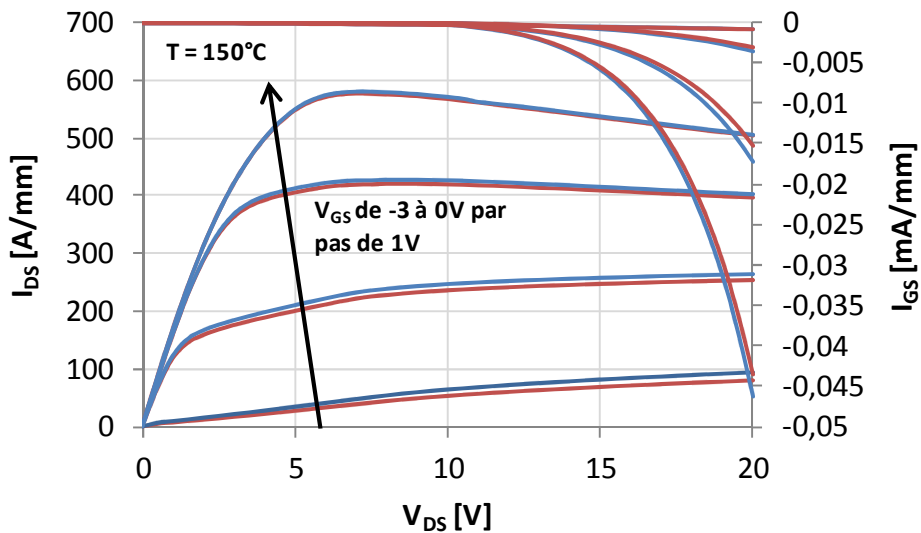


Figure 3-42 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés obtenus à 125 °C lors de la montée (en bleu) et lors de la descente (en rouge) de la température ;  $V_{GS}$  varie de -3 V à 0 V ;  $V_{DS}$  est croissant

En comparant les caractéristiques de sortie des figures 3-41 et 3-42, il apparaît que le niveau du courant de grille ainsi que son évolution en fonction de  $V_{DS}$  varient peu d'une mesure à l'autre, et ce, même après avoir mesuré les caractéristiques de sortie du transistor à 175 °C.

On peut donc en conclure que le mécanisme de « runaway » est à la fois reproductible et réversible du moment que le composant n'a pas été dégradé par la mesure.

Enfin, l'influence du sens de variation de la tension  $V_{DS}$  au cours de la mesure a été étudiée vis-à-vis du mécanisme de « runaway ». La figure 3-43 présente les caractéristiques de sortie et les courants de grille associés mesurés à  $V_{DS}$  croissant et décroissant.

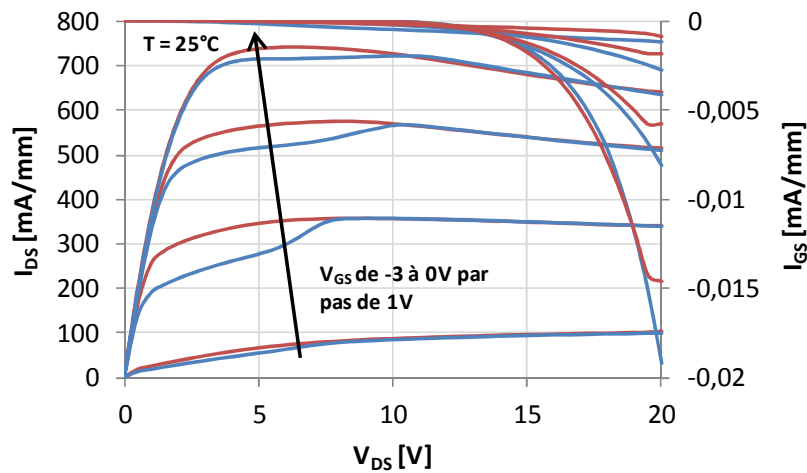


Figure 3-43 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés obtenus à 25 °C à  $V_{DS}$  croissant (en bleu) et décroissant (en rouge) ;  $V_{GS}$  varie de -3 V à 0 V

Les caractéristiques de sortie obtenues à  $V_{DS}$  décroissant présentent un mécanisme de « runaway » similaire à celui observé sur les caractéristiques de sortie obtenues à  $V_{DS}$  croissant. En effet, le courant de grille semble commencer à augmenter en valeur absolue pour des valeurs de tension  $V_{DS}$  équivalentes. Cependant, la vitesse d'augmentation du courant de grille  $dI_{GS}/dV_{DS}$  affiche un comportement différent selon le sens de variation de  $V_{DS}$ , comme illustré sur la figure 3-44.

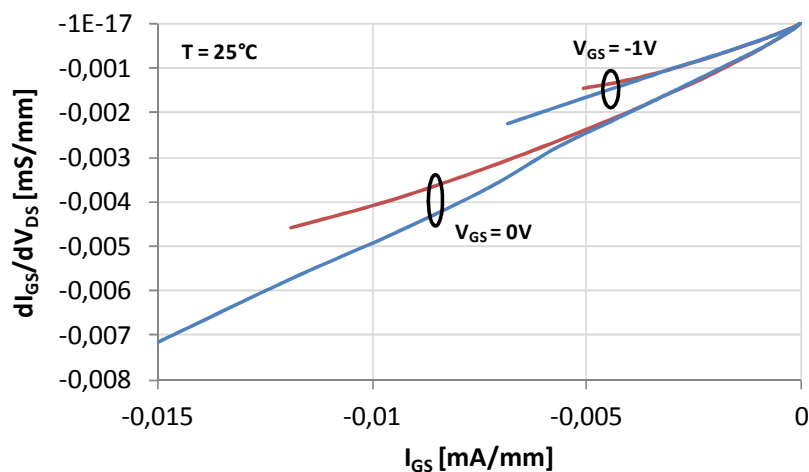


Figure 3-44 : Evolution de  $dI_{GS}/dV_{DS}$  en fonction de  $I_{GS}$  à 25 °C à  $V_{DS}$  croissant (en bleu) et décroissant (en rouge)

La figure 3-44 met en évidence que la vitesse d'augmentation du courant de grille est moins rapide dans le cas où  $V_{DS}$  est décroissant et que le courant de grille est supérieur à

-0,005 mA/mm. On peut donc supposer que le mécanisme de « runaway » est amplifié au cours de la mesure *via* un phénomène d’emballement provoqué par l’augmentation de la tension  $V_{DS}$ .

### 3.2.2.4 Etude des effets du vieillissement sur le mécanisme de « runaway »

Le mécanisme de « runaway » ayant été identifié comme un mécanisme de fin de vie de la technologie GH50-10, on s’attend logiquement à ce que celui-ci soit de plus en plus important à mesure que le temps de vieillissement augmente. N’ayant pas eu l’opportunité de caractériser des composants avant et après vieillissement, nous allons ici comparer deux composants provenant du même lot : un composant de référence non vieilli, et un composant vieilli soumis à 1800 heures de test à 175 °C avec  $V_{DS} = 50$  V et  $I_{DS} = 100$  mA/mm. Notons toutefois que les deux composants présentaient un seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » (en  $V_{DS}$  et en  $V_{GS}$ ) similaire avant le test de vieillissement. La figure 3-45 présente les caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  et  $I_{DS}(V_{GS})$  du composant de référence non vieilli (en bleu), et du composant vieilli (en rouge).

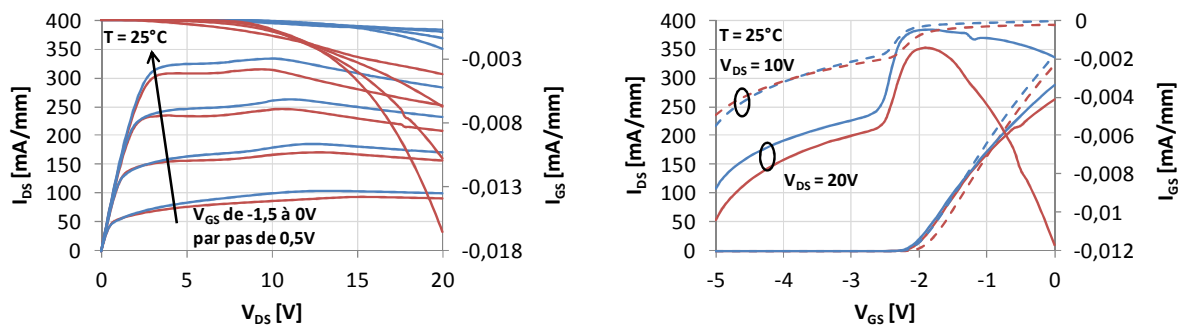


Figure 3-45 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  (à gauche) et de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  (à droite) et courants de grille associés obtenus à 25 °C sur un composant de référence (en bleu) et sur un composant vieilli (en rouge)

La figure 3-46 présente les évolutions de  $dI_{GS}/dV_{DS}$  à  $V_{GS} = 0$  V (à gauche), et de  $dI_{GS}/dV_{GS}$  à  $V_{DS} = 10$  V et  $V_{DS} = 20$  V (à droite), des deux composants étudiés.

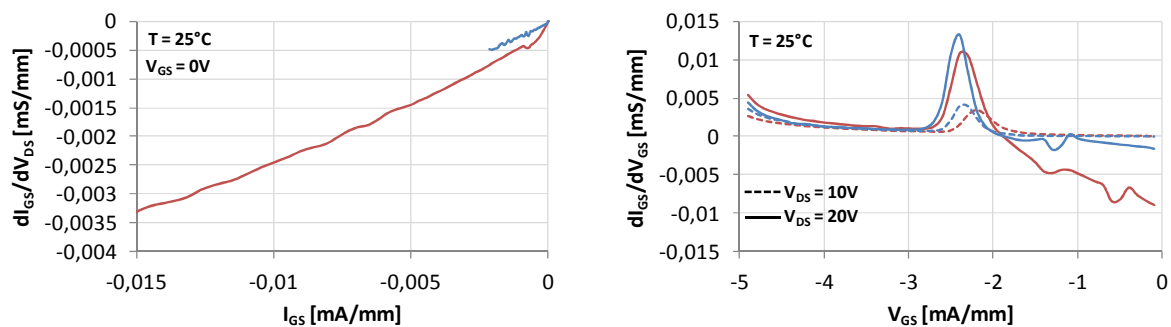


Figure 3-46 : Evolutions de  $dI_{GS}/dV_{DS}$  à  $V_{GS} = 0$  V (à gauche), et de  $dI_{GS}/dV_{GS}$  à  $V_{DS} = 10$  V et  $V_{DS} = 20$  V (à droite) du composant de référence non vieilli (en bleu) et du composant vieilli (en rouge) ;  $T = 25$  °C

L'analyse comparative de l'évolution des courants de grille associés aux caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  et  $I_{DS}(V_{GS})$  des deux composants révèle que les effets du mécanisme de « runaway » ont été amplifiés avec le test de vieillissement. En effet, le courant de grille commence à augmenter en valeur absolue pour une tension  $V_{DS}$  plus petite, et la vitesse d'augmentation du courant de grille par rapport aux tensions  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$  est plus élevée après vieillissement. Considérant que le mécanisme de « runaway » est présent sur les composants de référence et que la structure physique des transistors est dégradée au cours des tests de vieillissement, on peut supposer que le seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » est dépendant de la qualité de la structure du transistor ; comme par exemple de la qualité du contact de grille Schottky ou encore de la densité de défauts cristallins dans la couche barrière AlGaN.

### 3.2.2.5 Etude des mécanismes de conduction

Le mécanisme de « runaway » est caractérisé par une augmentation du courant de grille dont le seuil de déclenchement dépend à la fois de la température et du champ électrique, il est donc important de déterminer les mécanismes de conduction qui entrent en jeu au cours du mécanisme de « runaway ». Pour cela trois modèles sont considérés : l'émission Schottky, la conduction par effet tunnel (Fowler-Nordheim) et l'effet Poole-Frenkel. Le mécanisme de conduction de type Schottky est donné par la relation suivante [Chiu2005]:

$$J = AT^2 e^{\left[ \frac{-\Phi_0 - \beta \sqrt{E}}{k_B T} \right]} \quad \text{Eq. 3.6}$$

avec  $J$  la densité de courant,  $A$  une constante déterminée expérimentalement,  $T$  la température,  $\Phi_0$  la barrière pour la conduction de type Schottky,  $\beta$  le coefficient de diminution de la barrière  $\Phi_0$ ,  $E$  le champ électrique appliqué et  $k_B$  la constante de Boltzmann.

Le mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim est, lui, donné par la relation suivante [Chiu2005] :

$$J = A' E^2 e^{\left[ \frac{(-A'')}{E} \right]} \quad \text{Eq. 3.7}$$

avec  $J$  la densité de courant,  $A'$  une constante,  $E$  le champ électrique appliqué et  $A''$  une autre constante.

Enfin, le mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel est donné par la relation suivante [Zafar2011] :

$$J = E e^{\left[ \frac{-\Phi_{PF} - \beta_{PF} \sqrt{E}}{k_B T} \right]} \quad \text{Eq. 3.8}$$

avec  $J$  la densité de courant,  $\Phi_{PF}$  la barrière pour la conduction de type Poole-Frenkel,  $\beta_{PF}$  le coefficient de diminution de la barrière  $\Phi_{PF}$ ,  $E$  le champ électrique appliqué,  $k_B$  la constante de Boltzmann et  $T$  la température.

La valeur exacte du champ électrique appliqué entre la grille et le drain étant difficile à déterminer du fait de sa répartition dans la structure du HEMT [Palankovski2006], nous utiliserons la valeur de la tension grille-drain  $V_{GD}$  et non pas la valeur du champ électrique. Aussi, nous utiliserons la valeur du courant  $I_{GS}$  normalisé par rapport à  $W_d$  et non pas la densité de courant. Nous supposons que ces approximations permettront de déterminer si l'évolution du courant de grille obéit à l'un des mécanismes de conduction décrits ci-dessus.

L'étude des mécanismes de conduction a été réalisée sur deux transistors de type 4x75V3S à différents points de polarisation. La figure 3-47 présente les caractéristiques de sortie et les courants de grille associés des deux composants étudiés à 25 °C et 125 °C.

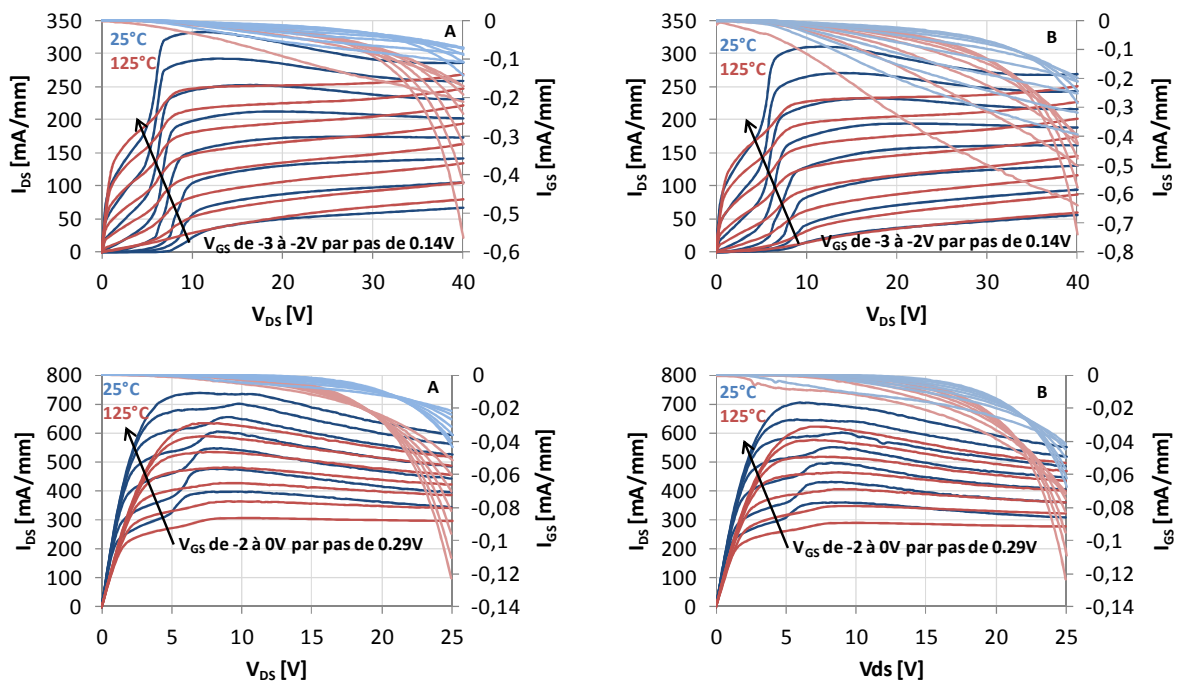


Figure 3-47 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés pour deux composants de type 4x75V3S notés A (à gauche) et B (à droite) à  $T = 25\text{ °C}$  (en bleu) et  $T = 125\text{ °C}$  (en rouge) ;  $V_{DS}$  est croissant

Les mécanismes de conduction du courant de grille ont été étudiés pour trois valeurs de  $V_{DS}$  différentes de façon à couvrir les zones où le transistor présente ou non un mécanisme de « runaway » : 10 V, 20 V et 40 V dans le cas où  $V_{GS}$  varie de -3 V à -2 V, puis 10 V, 15 V et 25 V dans le cas où  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V.

D'après l'équation 3.6 et les simplifications effectuées, le mécanisme de conduction de type Schottky peut être caractérisé par l'étude de la variation de  $\ln(I_{GS}/T^2)$  en fonction de  $1/T$  pour chaque valeur de  $V_{GS}$ . Dans le cas où l'on obtiendrait des droites dont la valeur du coefficient directeur augmente avec  $|V_{GS}|$ , cela signifierait que le mécanisme est de type Schottky. La figure 3-48 présente la variation de  $\ln(I_{GS}/T^2)$  en fonction de  $1/T$  pour deux valeurs de  $V_{DS}$  à partir des caractéristiques de sortie du composant A, obtenues pour  $V_{GS}$  variant de -1,75 V à 0 V.

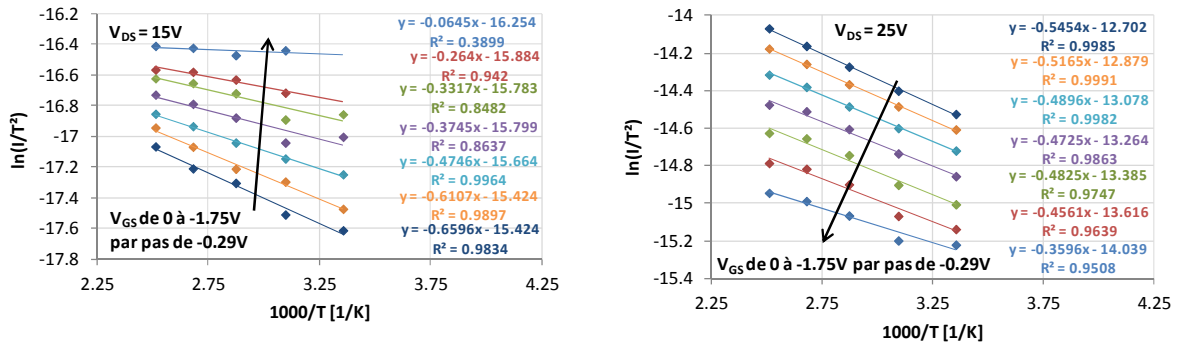


Figure 3-48 : Etude du mécanisme de conduction de type Schottky sur le composant A ;  $V_{DS} = 15$  V (à gauche) et  $V_{DS} = 25$  V (à droite) ;  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V

L'analyse de la figure 3-48 révèle que la pente diminue avec l'augmentation du champ électrique pour les deux valeurs de  $V_{DS}$ , ce qui semble en contradiction avec l'équation 3-6 où la dépendance en  $1/T$  de  $I/T^2$  est proportionnelle à  $E^{1/2}$ . On en déduit que le mécanisme de conduction de type Schottky n'est pas adapté à la modélisation de l'évolution du courant de grille, que ce soit en présence du mécanisme de « runaway » ou non.

De la même façon, le mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim est caractérisé par la variation de  $\ln(I_{GS}/V_{GD}^2)$  en fonction de  $1/V_{GD}$  pour chaque température. Ce mécanisme de conduction étant indépendant de la température, on devrait obtenir des droites de coefficients directeurs identiques. La figure 3-49 présente la variation de  $\ln(I_{GS}/V_{GD}^2)$  en fonction de  $1/V_{GD}$  pour deux valeurs de  $V_{DS}$  à partir des caractéristiques de sortie du composant A, obtenues pour  $V_{GS}$  variant de -1,75 V à 0 V.

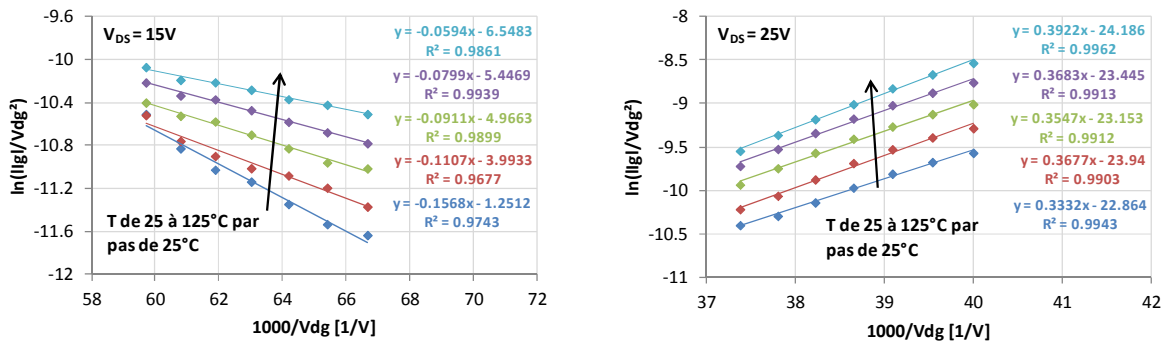


Figure 3-49 : Etude du mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim sur le composant A ;  $V_{DS} = 15$  V (à gauche) et  $V_{DS} = 25$  V (à droite) ;  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V

L'analyse de la figure 3-49 révèle que la pente varie en fonction de la température lorsque  $V_{DS} = 15$  V. En revanche, il apparaît que la pente est quasi indépendante de la température dans le cas où  $V_{DS}$  est égale à 25 V. Egalement, on observe une inversion de la pente entre  $V_{DS} = 15$  V (en dessous du seuil du mécanisme de « runaway ») et  $V_{DS} = 25$  V (au dessus du seuil du mécanisme de « runaway »). On peut donc supposer que le mécanisme de « runaway » est associé à un mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim.



Pour finir, le mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel est caractérisé par la variation de  $\ln(I_{GS}/V_{GD})$  en fonction de  $(V_{GD})^{1/2}$  pour chaque température. Dans le cas où l'on obtiendrait des droites dont la valeur du coefficient directeur diminue avec la température, cela signifierait que le mécanisme est de type Poole-Frenkel. La figure 3-50 présente la variation de  $\ln(I_{GS}/V_{GD}^2)$  en fonction de  $V_{GD}^{1/2}$  pour deux valeurs de  $V_{DS}$  à partir des caractéristiques de sortie du composant A, obtenues pour  $V_{GS}$  variant de -1,75 V à 0 V.

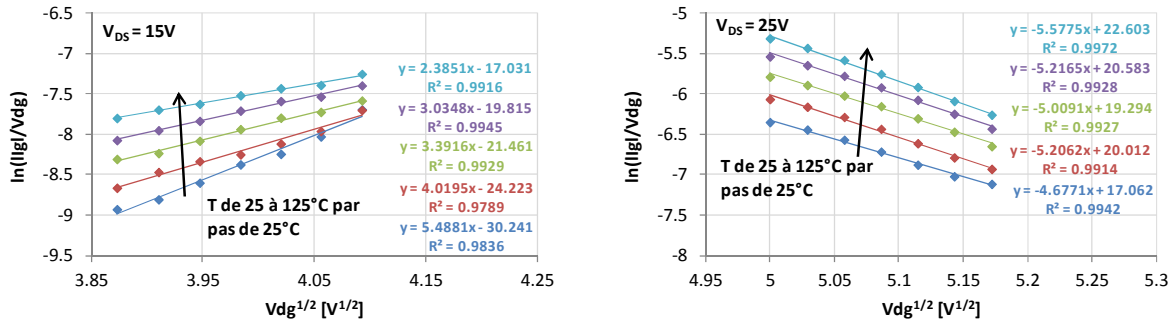


Figure 3-50 : Etude du mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel sur le composant A ;  $V_{DS} = 15 V$  (à gauche) et  $V_{DS} = 25 V$  (à droite) ;  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V

L'analyse de la figure 3-50 révèle que la pente diminue à mesure que la température augmente pour  $V_{DS} = 15 V$ , ce qui est en accord avec l'équation 3-8. Dans le cas où  $V_{DS}$  est égale à 25 V, la pente semble être indépendante de la température. Ceci indique que le mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel n'est pas associé au mécanisme de « runaway ».

Ces résultats ont ensuite été confirmés sur le composant B comme illustré sur les figures 3-51, 3-52 et 3-53 qui présentent respectivement les variations de  $\ln(I_{GS}/T^2)$  en fonction de  $1/T$ , de  $\ln(I_{GS}/V_{GD}^2)$  en fonction de  $1/V_{GD}$  et de  $\ln(I_{GS}/V_{GD}^2)$  en fonction de  $V_{GD}^{1/2}$  pour deux valeurs de  $V_{DS}$  à partir des caractéristiques de sortie du composant B, obtenues pour  $V_{GS}$  variant de -1,75 V à 0 V.

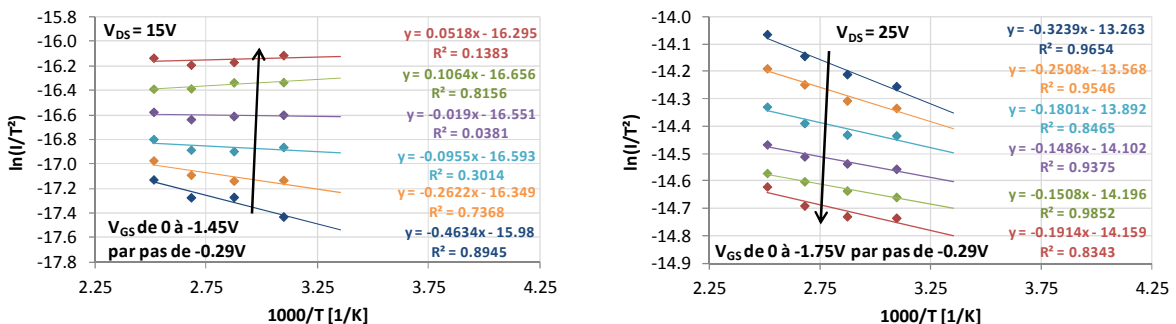


Figure 3-51 : Etude du mécanisme de conduction de type Schottky sur le composant B ;  $V_{DS} = 15 V$  (à gauche) et  $V_{DS} = 25 V$  (à droite) ;  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V

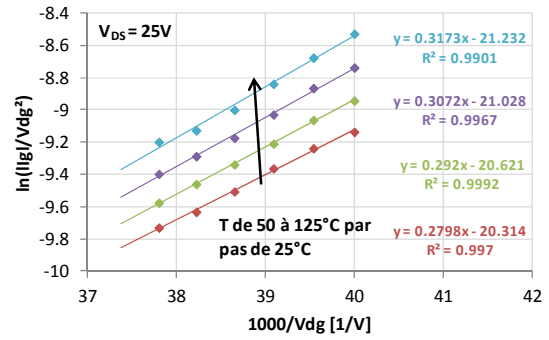
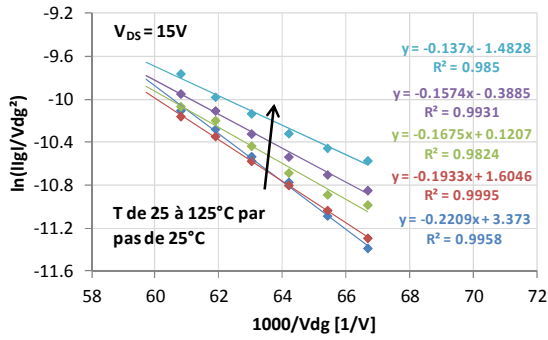


Figure 3-52 : Etude du mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim sur le composant B ;  $V_{DS} = 15$  V (à gauche) et  $V_{DS} = 25$  V (à droite) ;  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V

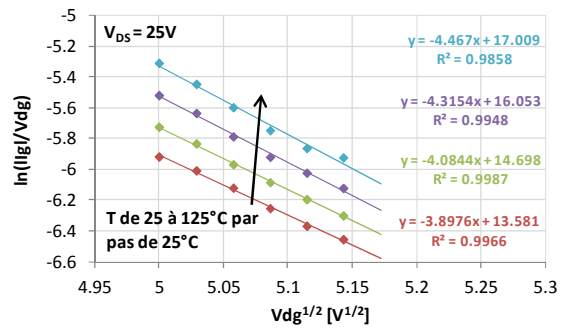
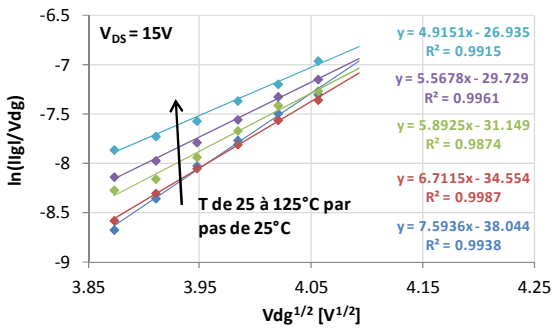


Figure 3-53 : Etude du mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel sur le composant B ;  $V_{DS} = 15$  V (gauche) et  $V_{DS} = 25$  V (droite) ;  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V

Ce travail a été effectué pour  $V_{DS} = 10$  V, 20 V et 40 V dans le cas où  $V_{GS}$  varie de -3 V à -2 V, puis pour  $V_{DS} = 10$  V, 15 V et 25 V dans le cas où  $V_{GS}$  varie de -1,75 V à 0 V. Les résultats ont ensuite été intégrés dans le tableau 3-4 qui présente un récapitulatif des mécanismes de conduction supposés prédominants pour l'ensemble des points de polarisation étudiés sur les composants A et B.

Composant	Variation de $V_{GS}$	$V_{DS}$ [V]	Runaway	Mécanisme de conduction prédominant
A	-3 V à -2 V	10	non	Non identifié
		20	non	Non identifié
		40	oui	Fowler-Nordheim
	-1,75 V à 0 V	10	non	Poole-Frenkel
		15	non	Poole-Frenkel
		25	oui	Fowler-Nordheim
B	-3 V à -2 V	10	non	Non identifié
		20	non	Non identifié
		40	oui	Fowler-Nordheim
	-1,75 V à 0 V	10	non	Poole-Frenkel
		15	non	Poole-Frenkel
		25	oui	Fowler-Nordheim

Tableau 3-4 : Mécanismes de conduction identifiés sur les courants de grille

Les résultats obtenus au cours de l'étude des mécanismes de conduction du courant de grille suggèrent que le mécanisme de « runaway » est associé à un mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim, et par conséquent que l'évolution du courant de grille en présence du mécanisme de « runaway » est indépendante de la température et dépend exclusivement du champ électrique appliqué.

La vitesse d'augmentation du courant de grille par rapport à  $V_{DS}$  ayant été trouvée indépendante de la température (§ 3.2.2.1), on en conclut que le mécanisme de « runaway » est associé au mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim, c'est-à-dire à une conduction par effet tunnel. En revanche, rappelons que le seuil d'activation du mécanisme de « runaway » dépend à la fois du champ électrique et de la température (§ 3.2.2.1).

### **3.2.3 Caractérisation électro-optique**

Les techniques de caractérisation électro-optique telles que la microscopie à émission de lumière [Beaumler2010] [Dammann2012] et la thermographie infrarouge [Carisetti2011] [Hopper2008] sont largement utilisées pour la détection de défauts et de chemin de conduction dans les composants semi-conducteurs du fait de leur résolution spatiale élevée (3  $\mu\text{m}$  pour la thermographie infrarouge) et de leur faculté à cartographier rapidement une grande surface comme un composant ou un circuit.

Nous proposons donc dans la partie suivante d'étudier le mécanisme de « runaway » par la mise en œuvre de mesures thermiques infrarouges et de mesures à base de microscopie à émission de lumière (EMMI pour EMission Microscopy) dans le visible proche infrarouge ( $400 \text{ nm} < \lambda < 1000 \text{ nm}$ ).

Ces travaux ont été réalisés en collaboration avec M. Dominique Carisetti, ingénieur à Thales R&T et partenaire du projet ReAGaN.

#### **3.2.3.1 Mesures thermiques infrarouge**

Le mécanisme de « runaway » est caractérisé par une augmentation du courant de grille et du courant de drain (à condition que les effets d'auto-échauffement ne compensent pas cette augmentation) quand la tension  $V_{DS}$  croît en régime de saturation (§ 3.2.2.1).

On peut alors supposer que, dans le cas où le mécanisme de « runaway » serait dû à la présence d'un défaut physique ponctuel, ce dernier pourrait provoquer une augmentation locale de la température du transistor. Il serait par conséquent possible de localiser la région du transistor dans laquelle le mécanisme de « runaway » se manifeste.

Des mesures thermiques infrarouges ont donc été mises en œuvre sur des HEMTs de la technologie GH50-10, présentant 4 doigts de grille de 400  $\mu\text{m}$  de large ( $W_d = 1,6 \text{ mm}$ ) et un « field plate » connecté à la source.

La figure 3-54 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et les courants de grille associés obtenus au cours des mesures effectuées en thermographie infrarouge sur un HEMT du lot Nanowatt\_317 pour deux températures différentes.

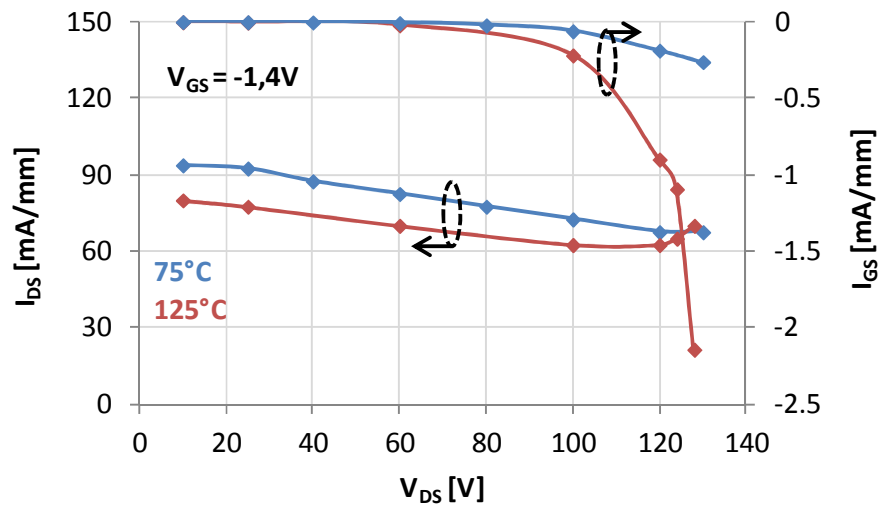


Figure 3-54 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés obtenus au cours des mesures effectuées en thermographie infrarouge à  $T = 75\text{ °C}$  (en bleu) et à  $T = 125\text{ °C}$  (en rouge) ;  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$

Comme nous avons pu l'observer précédemment, le courant de grille commence à augmenter en valeur absolue pour des tensions  $V_{DS}$  plus faibles à  $125\text{ °C}$  qu'à  $75\text{ °C}$ , et le courant de drain commence également à augmenter à partir de  $120\text{ V}$  à  $125\text{ °C}$ . Ceci confirme que le composant présente bien un mécanisme de « runaway ».

Notons que le transistor est polarisé à l'aide d'un « curve tracer » Tektronix fonctionnant à  $50\text{ Hz}$  et que la tension appliquée n'est donc pas tout à fait continue. Ceci signifie que l'échauffement du transistor est moins important, et que par conséquent le seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » est décalé vers des tensions  $V_{DS}$  plus élevées.

Les figures 3-55 à 3-60 présentent les images infrarouges obtenues à  $75\text{ °C}$  et  $125\text{ °C}$  pour différentes tensions  $V_{DS}$  de façon à pouvoir comparer les signatures thermiques selon que le transistor est en régime de « runaway » ou non, et ainsi être en mesure d'identifier la région du transistor dans laquelle le mécanisme de « runaway » pourrait se manifester.

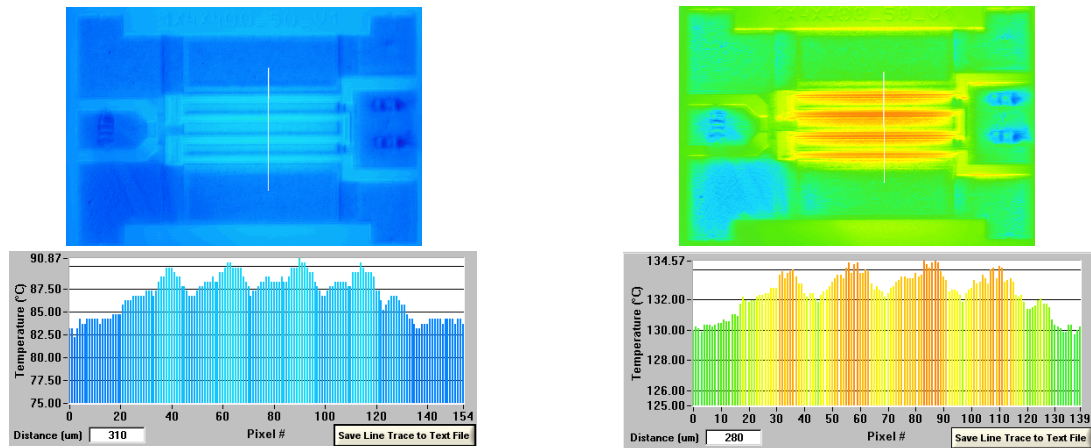


Figure 3-55 : Images infrarouges et profils de température obtenus à  $T = 75\text{ °C}$  (à gauche) et  $T = 125\text{ °C}$  (à droite) ;  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 10\text{ V}$  ; absence du mécanisme de « runaway »

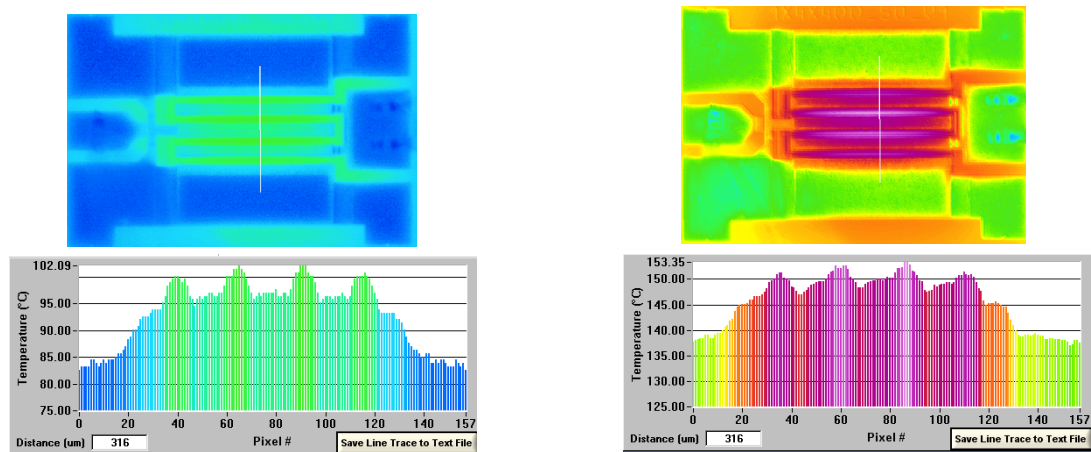


Figure 3-56 : Images infrarouges et profils de température obtenus à  $T = 75\text{ °C}$  (à gauche) et  $T = 125\text{ °C}$  (à droite) ;  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 25\text{ V}$  ; absence du mécanisme de « runaway »

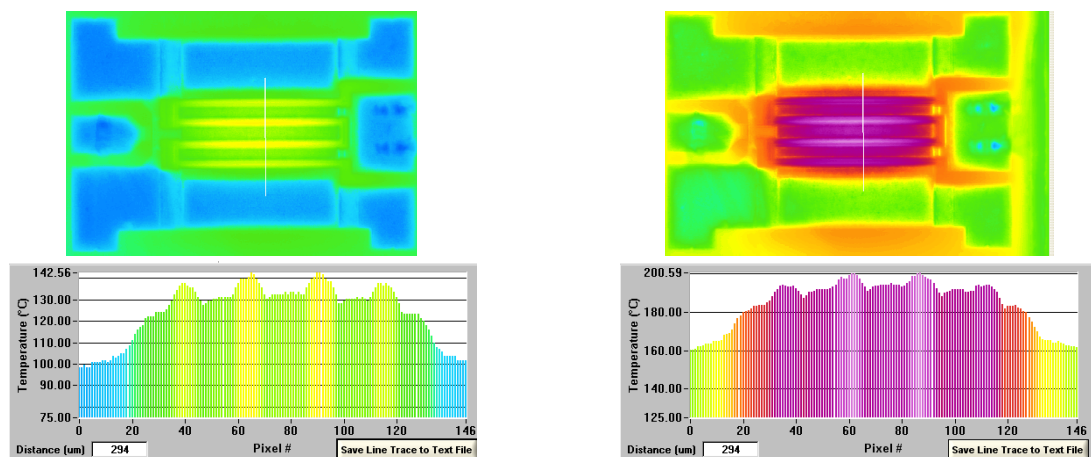


Figure 3-57 : Images infrarouges et profils de température obtenus à  $T = 75\text{ °C}$  (à gauche) et  $T = 125\text{ °C}$  (à droite) ;  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 60\text{ V}$  ; début du mécanisme de « runaway »

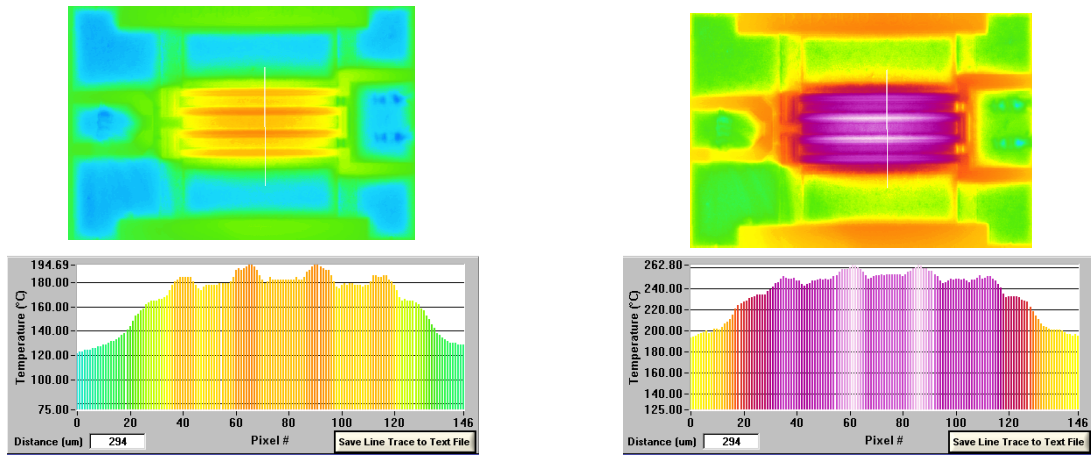


Figure 3-58 : Images infrarouges et profils de température obtenus à  $T = 75\text{ °C}$  (à gauche) et  $T = 125\text{ °C}$  (à droite) ;  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 100\text{ V}$  ; mécanisme de « runaway »

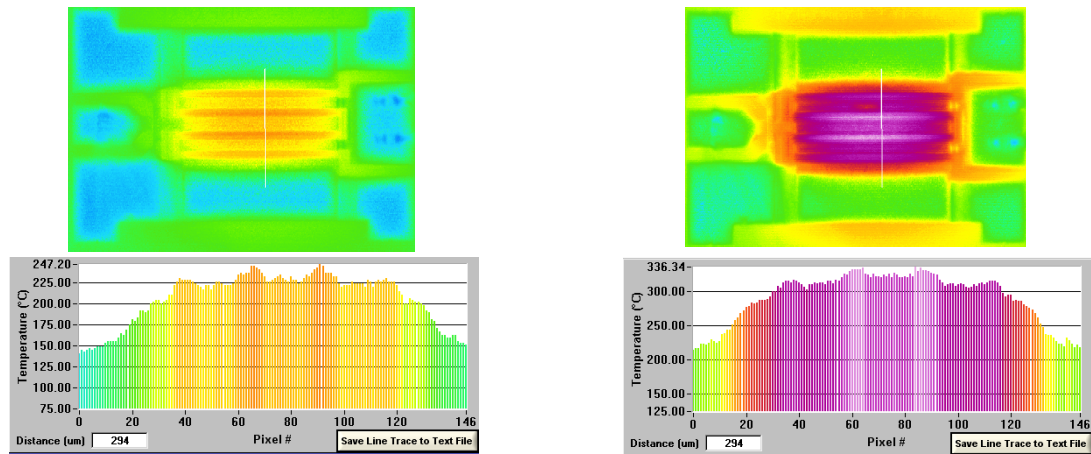


Figure 3-59 : Images infrarouges et profils de température obtenus à  $T = 75\text{ °C}$  (à gauche) et  $T = 125\text{ °C}$  (à droite) ;  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 128\text{ V}$  ; mécanisme de « runaway »

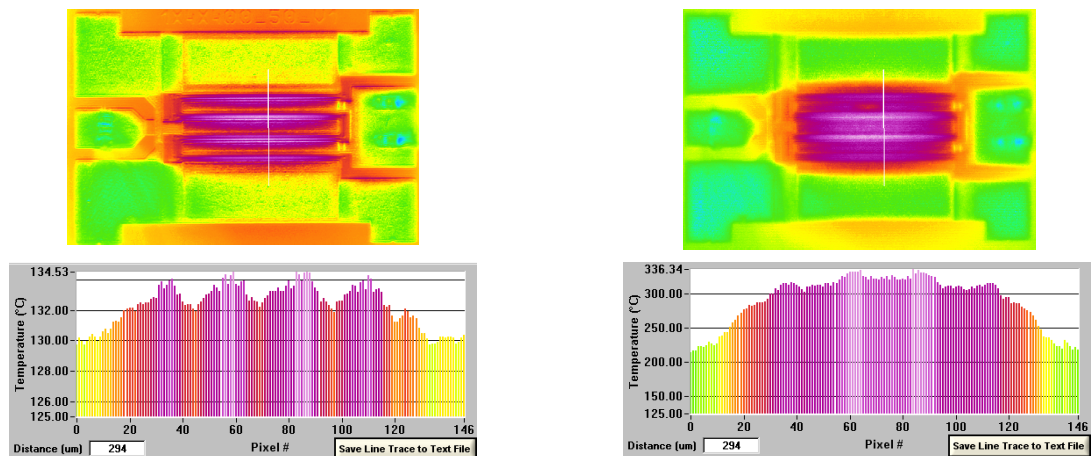


Figure 3-60 : Images infrarouges et profils de température obtenus à  $T = 125\text{ °C}$  et à  $V_{GS} = -1,4\text{ V}$  ; en absence du mécanisme de « runaway » à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  (à gauche) et en présence du mécanisme de « runaway » à  $V_{DS} = 128\text{ V}$  (à droite)

Les images infrarouges obtenues en DC ne permettent pas de montrer si la signature thermique du transistor a été modifiée ou non en présence du mécanisme de « runaway ». En effet, la répartition de la chaleur est uniforme autour de chaque doigt de grille, comme illustré sur les profils de température des figures 3-55 à 3-60. De plus, l'évolution de l'élévation de la température maximale  $T_{IRmax}-T_{Boîtier}$  (mesurée à la surface du transistor) en fonction de la puissance DC dissipée par le transistor n'est pas modifiée en présence du mécanisme de « runaway », comme illustré sur la figure 3-61.

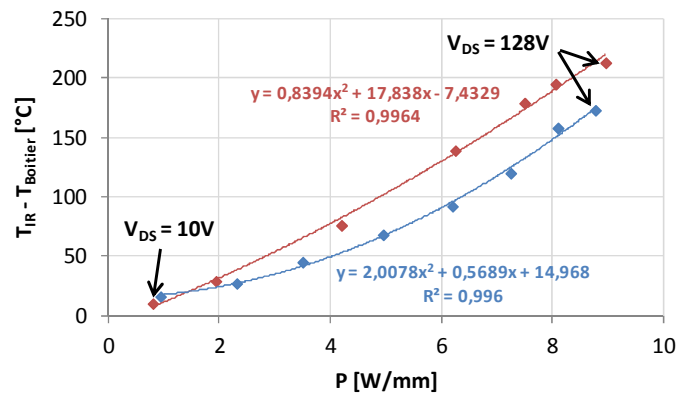


Figure 3-61 : Elévation de la température en fonction de la puissance dissipée à  $T = 75\text{ °C}$  (en bleu) et à  $T = 125\text{ °C}$  (en rouge)

La thermographie infrarouge ne permet donc pas la localisation physique du mécanisme de « runaway » dans le transistor lorsque celui-ci est polarisé en continu puisque la chaleur a tendance à se diffuser dans l'ensemble de la structure. Des mesures en mode « hot spot », où la tension de drain est pulsée, sont alors à envisager afin de limiter la diffusion de la chaleur, et ainsi être en mesure de détecter la présence éventuelle d'un point chaud. A moins que le mécanisme de « runaway » ne se produise uniformément dans la structure, et ne soit donc pas lié à la présence d'un défaut ponctuel dans le transistor.

Par ailleurs, un phénomène de résistance négative a été mis en exergue sur les courants de grille et de drain, comme illustré sur la figure 3-62.

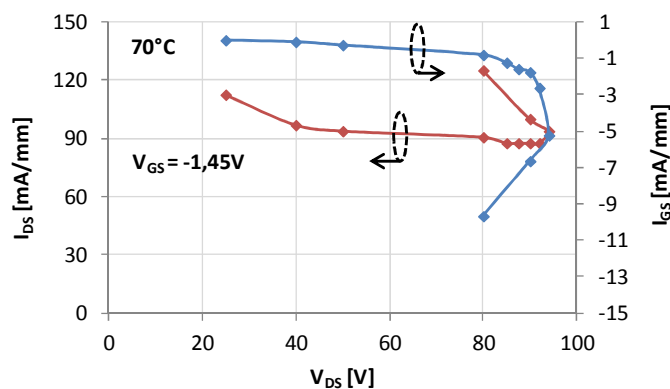


Figure 3-62 : Caractéristique de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et son courant de grille associé obtenus au cours des mesures effectuées en thermographie infrarouge ;  $T = 70\text{ °C}$  ;  $V_{GS} = -1,45\text{ V}$

Ce phénomène de résistance négative apparaît lorsque l'on essaie d'augmenter la tension  $V_{DS}$  délivrée par le « curve tracer » après que le courant de drain ait commencé à augmenter, et peut mener à la destruction du composant. Ce comportement a déjà été observé sur les technologies MOSFET et est appelé « snap-back ». Le mécanisme de « snap-back » a largement été attribué dans la littérature à la mise en conduction d'un transistor NPN parasite [Chung2002] [Dia2010] : des études complémentaires sont donc nécessaires afin de conclure au sujet de son origine physique dans les HEMTs AlGaN/GaN et de son éventuel lien avec le mécanisme de « runaway ».

### 3.2.3.2 Mesures EMMI

Une technique utilisant la microscopie à émission de lumière dans le visible proche infrarouge ( $400 \text{ nm} < \lambda < 1100 \text{ nm}$ ) a été mise en œuvre afin de localiser les éventuels chemins de conduction empruntés par les courants excédentaires créés lorsque le transistor est en régime de « runaway ».

Les composants étudiés dans cette partie sont issus de la technologie GH50-10 et présentent 6 doigts de grille de  $400 \mu\text{m}$  de large ( $W_d = 2,4 \text{ mm}$ ) et un « field plate » connecté à la source. Les points de polarisation retenus pour la caractérisation du mécanisme de « runaway » en EMMI visible proche infrarouge ont été extraits des caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  puis regroupés dans le tableau 3-5 avec l'état du transistor :

- Pas de « runaway » :  $|I_{GS2}| < |I_{GS1}|$  pour  $|V_{GS2}| < |V_{GS1}|$
- Début du « runaway » :  $|I_{GS2}| \approx |I_{GS1}|$  pour  $|V_{GS2}| < |V_{GS1}|$
- « Runaway » :  $|I_{GS2}| > |I_{GS1}|$  pour  $|V_{GS2}| < |V_{GS1}|$

La figure 3-63 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et les courants de grille associés d'un transistor représentatif du lot U180411, ainsi qu'un exemple illustrant la méthode utilisée pour déterminer l'état du transistor.

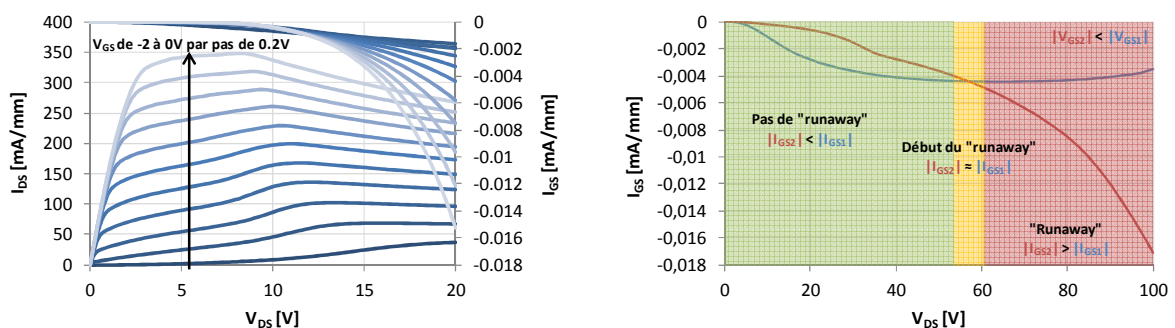


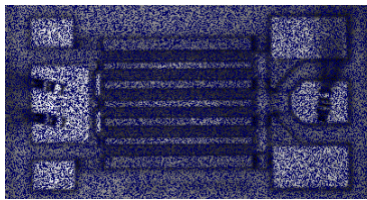
Figure 3-63 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés d'un transistor représentatif du lot U180411 à  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (à gauche), et exemple illustrant la méthode utilisée pour déterminer l'état du transistor (à droite)



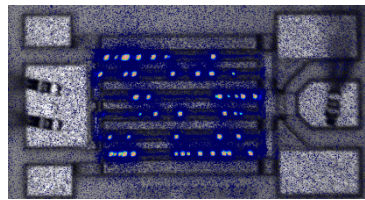
$V_{GS}$ [V] \ $V_{DS}$ [V]	10	20	50	80	100
-3	Pas de « runaway »	Pas de « runaway »	Pas de « runaway »	Pas de « runaway »	Pas de « runaway »
-2,3	Pas de « runaway »	Pas de runaway	Début du « runaway »	Début du « runaway »	Début du « runaway »
-2	Pas de « runaway »	Début du « runaway »	« Runaway »	« Runaway »	« Runaway »
-1	Début du « runaway »	« Runaway »	-	-	-
0	Début du « runaway »	« Runaway »	-	-	-

Tableau 3-5 : Etat du transistor en fonction de la polarisation électrique

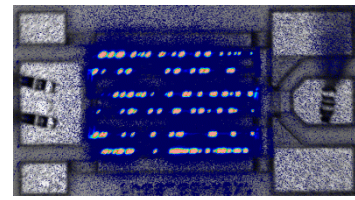
Les figures 3-64 à 3-68 présentent les images de microscopie à émission de lumière obtenues pour différents points de polarisation de façon à déterminer si la présence du mécanisme de « runaway » induit des changements significatifs sur la signature EMMI.



$V_{DS} = 10 \text{ V} ; I_{DS} = 30 \text{ } \mu\text{A} ;$   
Pas de « runaway »



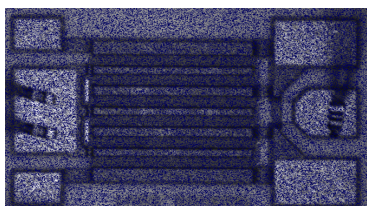
$V_{DS} = 80 \text{ V} ; I_{DS} = 80 \text{ } \mu\text{A} ;$   
Pas de « runaway »



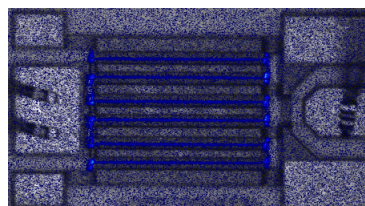
$V_{DS} = 100 \text{ V} ; I_{DS} = 90 \text{ } \mu\text{A} ;$   
Pas de « runaway »

Figure 3-64 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues sur le composant A7 à 25 °C et à  $V_{GS} = -3 \text{ V}$

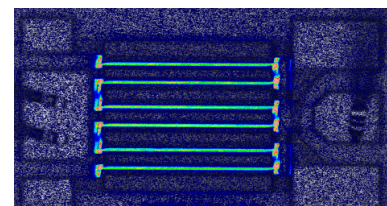
En observant les images de microscopie à émission de lumière obtenues, on constate que le nombre de spots observables augmente à mesure que l'on augmente la tension  $V_{DS}$  et que le courant  $I_{DS}$  augmente. Or, le nombre de spots visibles augmente sensiblement de 80 à 100 V alors que l'augmentation de courant n'est que de 10  $\mu\text{A}$ . On en déduit que le nombre de spots observables dépend principalement de la valeur de la tension de  $V_{DS}$  et qu'il est donc nécessaire de comparer les images EMMI obtenues avec des tensions  $V_{DS}$  identiques. Notons également que le nombre de spots n'a *a priori* pas de lien avec le mécanisme de « runaway » puisque le composant ne présente pas de « runaway » à  $V_{GS} = -3 \text{ V}$  et  $V_{DS} = 100 \text{ V}$  par exemple.



$V_{GS} = -3 \text{ V} ; I_{DS} = 40 \text{ } \mu\text{A} ;$   
Pas de « runaway »



$V_{GS} = -2 \text{ V} ; I_{DS} = 25 \text{ mA} ;$   
Début du « runaway »



$V_{GS} = 0 \text{ V} ; I_{DS} = 510 \text{ mA} ;$   
« Runaway »

Figure 3-65 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues sur le composant A8 à 25 °C et à  $V_{DS} = 20 \text{ V}$

Aucune différence significative n'est observée à  $V_{DS} = 20$  V entre les images EMMI obtenues pour les différentes valeurs de  $V_{GS}$  puisque l'intensité de l'émission est uniforme sur tous les doigts de grille à  $V_{GS} = -2$  V et  $V_{GS} = 0$  V et semble ici dépendre du niveau de courant de drain. Les signatures EMMI ont alors été comparées de la même façon à 50 V, 80 V et 100 V afin de confirmer qu'aucune différence significative n'est constatée entre les images EMMI obtenues lorsque le transistor présente ou non un mécanisme de « runaway ».

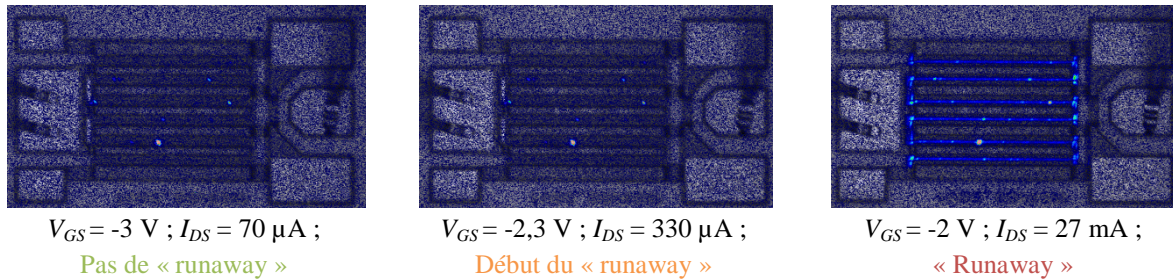


Figure 3-66 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues sur le composant A8 à 25 °C et à  $V_{DS} = 50$  V

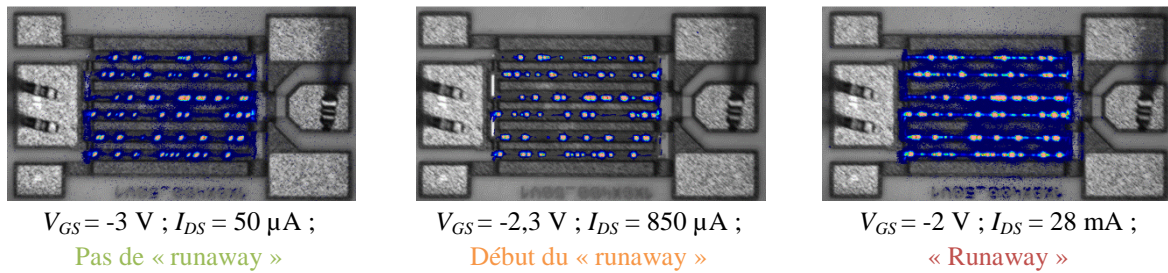


Figure 3-67 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues sur le composant A8 à 25 °C et à  $V_{DS} = 80$  V

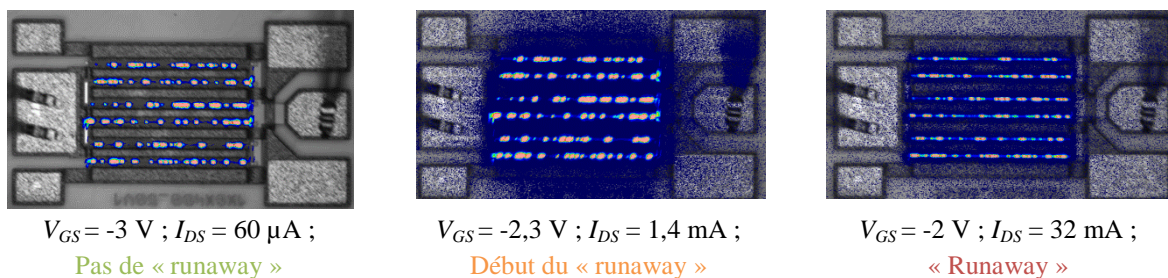


Figure 3-68 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues sur le composant A8 à 25 °C et à  $V_{DS} = 100$  V

D'après les images EMMI des figures 3-65 à 3-68, aucune différence significative n'est observée entre les signatures EMMI obtenues à une tension  $V_{DS}$  identique puisqu'aucun nouveau spot n'est apparu, et que l'augmentation de leur intensité est seulement due à l'augmentation du courant  $I_{DS}$ . En conclusion, aucun chemin de fuite ou défaut n'a été détecté lorsque le composant est en régime de « runaway ». On peut donc supposer que le mécanisme de « runaway » est uniformément réparti dans la structure du transistor.

### 3.2.4 Méthodes de sélection des composants avant les tests de vieillissement

Sachant que le mécanisme de « runaway » a été identifié comme un mécanisme de fin de vie de la technologie GH50-10, et que son seuil de déclenchement en  $V_{DS}$  diminue au cours des tests de vieillissement, il est nécessaire d'évaluer la sensibilité de chaque composant vis-à-vis du mécanisme de « runaway » de façon à pouvoir éliminer les pièces potentiellement « fragiles ». Dans les prochains paragraphes, nous proposons de décrire deux méthodes permettant d'évaluer la sensibilité des composants vis-à-vis du mécanisme de « runaway ».

#### 3.2.4.1 A partir des caractéristiques de sortie $I_{DS}(V_{DS})$

La première méthode consiste à augmenter progressivement la valeur de la tension  $V_{DS}$  tout en mesurant les courants  $I_{DS}$  et  $I_{GS}$ , pour une tension  $V_{GS}$  telle que  $I_{DS} = 10$  mA/mm à  $125$  °C à  $V_{DS} = 6$  V (le transistor est donc proche des conditions de blocage), jusqu'à ce que les conditions d'arrêt (en courant et/ou en tension) préalablement définies soient atteintes. Dès qu'elles le sont, la valeur  $V_{DS}$  à laquelle le test s'est arrêté correspond au seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » et est notée  $V_{DSrunaway}$ .

Cependant, cette méthode présente l'inconvénient de ne pas différencier les composants présentant un courant de fuite important de ceux présentant un mécanisme de « runaway ». Afin d'illustrer ce problème, la figure 3-69 présente les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et les courants de grille associés de deux composants : l'un présente un courant de fuite important (composant A), et l'autre un mécanisme de « runaway » (composant B).

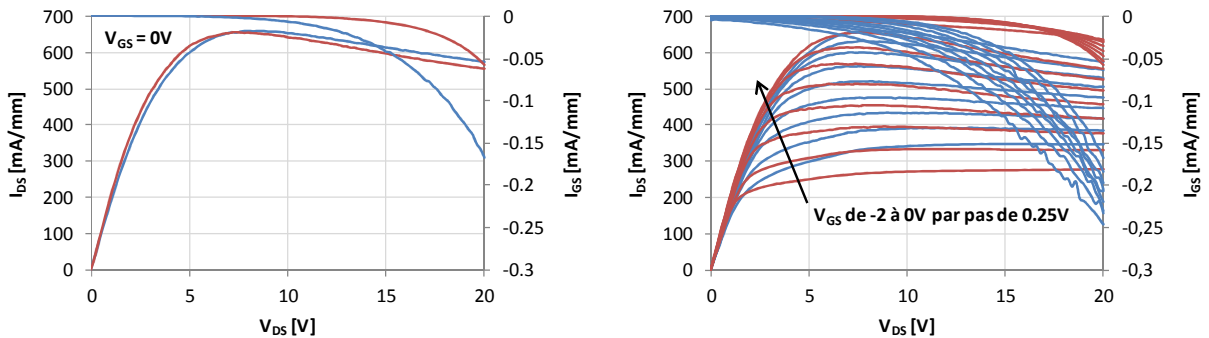


Figure 3-69 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  et courants de grille associés des composants A (en bleu) et B (en rouge) ;  $T = 125$  °C ;  $V_{DS}$  est croissant

En considérant la condition d'arrêt «  $I_{GS} = -0,05$  mA/mm à  $V_{GS} = 0$  V », les composants A et B présentent respectivement une tension  $V_{DSrunaway}$  de 15 V et 20 V. Ainsi, le seuil de déclenchement du mécanisme de « runaway » du composant A (en bleu) serait inférieur à celui du composant B (en rouge), alors que seul le composant B présente un mécanisme de « runaway ».

Il est cependant possible de palier ce problème en utilisant une deuxième méthode décrite dans la partie suivante.

### 3.2.4.2 A partir des caractéristiques de transfert $I_{DS}(V_{GS})$

Dans le cas d'un comportement dit « normal », le courant de grille diminue en valeur absolue lorsque  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V, ce qui se traduit par une dérivée  $dI_{GS}/dV_{GS}$  positive. Et dans le cas du mécanisme de « runaway », le courant de grille augmente en valeur absolue, ce qui se traduit par une dérivée  $dI_{GS}/dV_{GS}$  négative. On peut alors définir une tension  $V_{GSrunaway}$  telle que  $dI_{GS}/dV_{GS} < 0$ , et qui correspond au seuil de déclenchement en  $V_{GS}$  du mécanisme de « runaway » pour une tension  $V_{DS}$  donnée. La deuxième méthode consiste donc à augmenter progressivement la valeur de la tension  $V_{GS}$  tout en mesurant les courants  $I_{DS}$  et  $I_{GS}$ , pour une tension  $V_{DS}$  donnée, jusqu'à ce que les conditions d'arrêt (en courant et/ou en tension) préalablement définies soient atteintes.

La figure 3-70 présente l'évolution de la dérivée  $dI_{GS}/dV_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$  des composants A et B à  $V_{DS} = 10$  V (tension pour laquelle les deux transistors ne présentent pas de mécanisme de « runaway ») et à  $V_{DS} = 20$  V (tension pour laquelle seul le composant B présente un mécanisme de « runaway »).

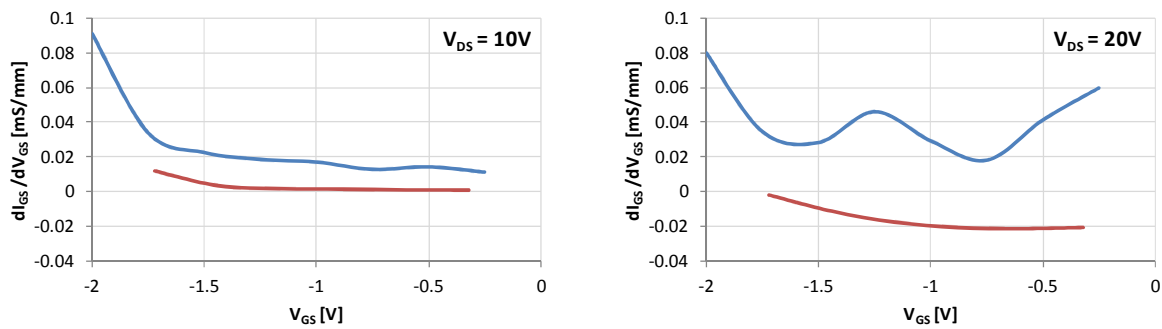


Figure 3-70 : Evolution de  $dI_{GS}/dV_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$  des composants A (en bleu) et B (en rouge) ;  $T = 125$  °C ;  $V_{DS} = 10$  V (à gauche) ;  $V_{DS} = 20$  V (à droite) ;  $V_{GS}$  est croissant

Ainsi, seul le composant B qui présente un mécanisme de « runaway » à  $V_{DS} = 20$  V présente une dérivée  $dI_{GS}/dV_{GS}$  négative. Cette deuxième méthode permet donc bien de différencier les composants présentant un mécanisme de « runaway » de ceux présentant un courant de fuite élevé.

### 3.2.5 Synthèse et conclusions

En conclusion, le mécanisme de « runaway » est un mécanisme de fin de vie de la technologie GH50-10 dont les effets s'accroissent avec la durée de vieillissement.

Nous avons montré que le mécanisme de « runaway » se manifeste en DC : sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  par une augmentation simultanée du courant de drain (qui peut être compensée par les effets d'auto-échauffement à canal ouvert) et du courant de grille quand la tension  $V_{DS}$  augmente en régime de saturation, et sur les caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  par une augmentation en valeur absolue du courant de grille à mesure que  $V_{GS}$  se

rapproche de 0 V. Enfin, le mécanisme de « runaway » a également été observé en RF où il se manifeste par une augmentation du courant de grille RF, induisant ainsi une diminution de la puissance de sortie RF sous forte compression.

Nous avons montré que le seuil de déclenchement en  $V_{DS}$  du mécanisme de « runaway » diminue à mesure que la tension  $V_{GS}$  s'approche de 0 V (c'est-à-dire à canal ouvert) et que la température augmente. Ceci implique que les composants présentant un développement de grille plus grand sont plus sensibles au mécanisme de « runaway ». En revanche, la vitesse d'augmentation du courant de grille par rapport à  $V_{DS}$  ( $dI_{GS}/dV_{DS}$ ) a été trouvée indépendante de la température. Enfin, il a été démontré que le mécanisme de « runaway » est reproductible et qu'il est réversible du moment que le transistor n'a pas été dégradé.

La mise en œuvre de mesures électro-optiques, thermographie infrarouge et EMMI, n'a pas permis d'identifier de signature particulière lorsque les transistors sont en régime de « runaway ». Ainsi, nous avons supposé que le mécanisme de « runaway » se produit dans l'ensemble de la structure, et qu'il n'est pas dû à la présence d'un défaut ponctuel.

Pour finir, l'étude des mécanismes de conduction a suggéré que le mécanisme de « runaway » est associé au mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim, c'est-à-dire à une conduction par effet tunnel.

Ainsi, en considérant l'ensemble des résultats obtenus, le mécanisme suivant est proposé. Les électrons sont tout d'abord extraits du métal de grille vers le semi-conducteur sous les effets du champ électrique et de la température, provoquant ainsi une augmentation du courant de grille. Puis, sous l'effet du champ électrique, ces électrons sont acheminés vers le canal du HEMT par effet tunnel au travers des défauts cristallins présents dans la couche AlGaN [Trew2009], ce qui a pour effet d'entraîner une augmentation du courant de drain. Le fait que l'augmentation du courant de drain soit supérieure, de plus d'un ordre de grandeur, à celle du courant de grille, est dû au fait que les électrons qui arrivent dans le canal du HEMT sont fortement accélérés par le champ électrique et bénéficient d'une plus grande mobilité électronique. En effet, la densité de courant  $J$  est donnée par la relation suivante :  $J = qn\mu E$  [Mathieu2009]. Les figures 3-71 et 3-72 donnent une représentation schématique du mécanisme de « runaway » dans la structure et au niveau des bandes d'énergie.

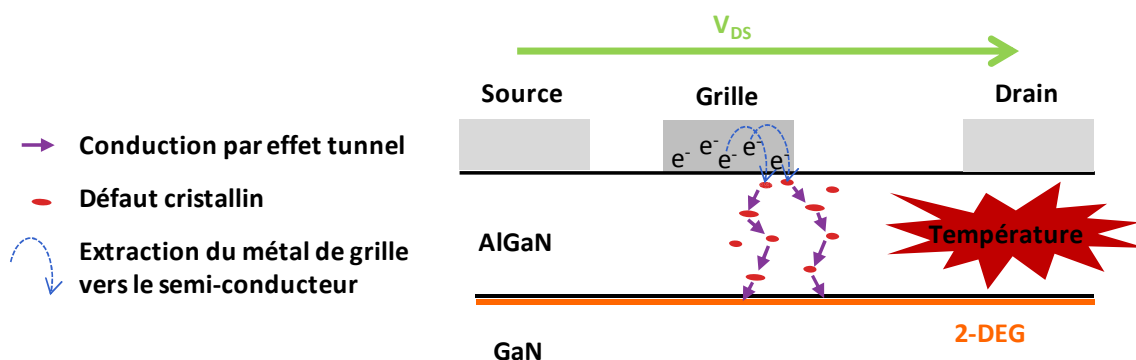


Figure 3-71 : Représentation schématique du mécanisme de « runaway » dans la structure

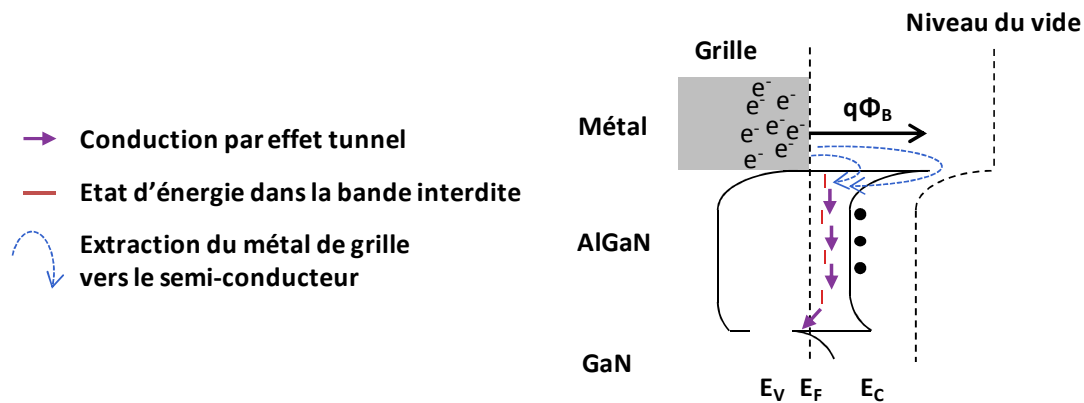


Figure 3-72 : Représentation schématique du mécanisme de « runaway » au niveau des bandes d'énergie

Avec l'augmentation de la température, les électrons requièrent de moins en moins d'énergie pour passer au dessus de la barrière métal/semi-conducteur. Ceci se traduit alors par une diminution de la valeur de  $V_{DSrunaway}$  avec l'augmentation de la température.

De la même façon, la diminution du seuil de déclenchement en  $V_{DS}$  du mécanisme de « runaway » avec la diminution de la valeur de  $|V_{GS}|$ , s'explique par l'augmentation du courant de drain circulant dans le canal du HEMT qui induit une augmentation de la température.

Enfin, la sensibilité des composants vis-à-vis du mécanisme de « runaway » pourrait dépendre des propriétés de transport entre le métal de grille et le semi-conducteur d'une part, et de la densité de défauts dans la couche AlGaN d'autre part. Ainsi, l'augmentation de la sensibilité vis-à-vis du mécanisme de « runaway » après un test de vieillissement serait due à la dégradation du contact Schottky et/ou à la création de défauts dans la couche AlGaN.

### 3.3 Caractérisation de l'effet parasite « belly shape »

#### 3.3.1 L'effet « belly shape » dans les HEMTs AlGaN/GaN

L'effet parasite appelé « belly shape » se caractérise par l'apparition d'un courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky pour des faibles valeurs de  $V_{GS}$ , et se manifeste au cours des tests de vieillissement sur certains transistors.

La figure 3-73 présente les caractéristiques en direct de la diode Schottky de deux transistors, avant et après 4000 heures de test de type HTRB (« High Temperature Reverse Bias ») à 175 °C.

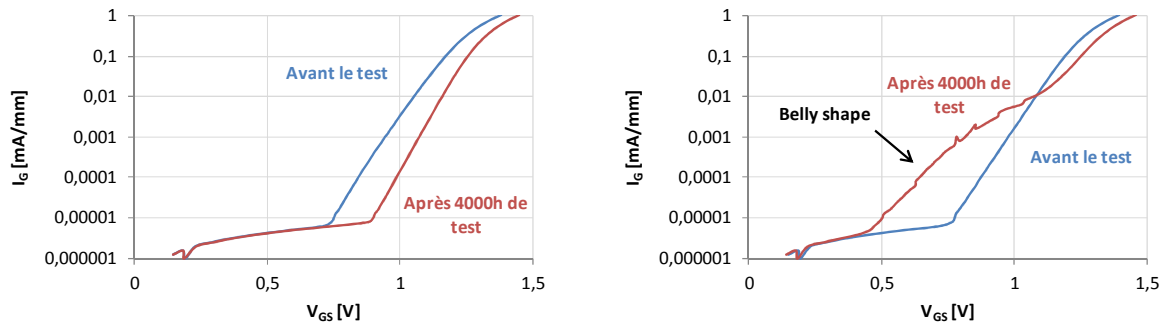


Figure 3-73 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky d'un transistor sans (à gauche) et avec (à droite) l'effet « belly shape » avant (en bleu) et après (en rouge) 4000 heures de test HTRB à 175 °C ;  $V_{DS} = 0$  V ;  $V_{GS}$  est croissant

Le courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky masque la composante d'émission thermo-ionique, ce qui empêche l'extraction des paramètres caractéristiques de la diode :  $n$  et  $\Phi_B$ . Ainsi, l'effet « belly shape » constitue un effet parasite pouvant néanmoins révéler l'existence de défauts physiques critiques. Des investigations supplémentaires sont donc nécessaires afin de garantir la fiabilité de la technologie GH25.

### 3.3.2 Caractérisation électrique

#### 3.3.2.1 Analyses préliminaires

Bien qu'aucune défaillance n'ait été attribuée à l'effet « belly shape », il n'en demeure pas moins un effet parasite dont l'origine est inconnue. En effet, à ce stade de l'analyse, il pourrait s'expliquer soit par un phénomène de double barrière [Lee2012], soit par un chemin de conduction ohmique (migration de métal ou défauts physiques) [Marko2012] ou encore par des pièges. Il apparaît donc nécessaire de poursuivre notre analyse. La figure 3-74 présente l'évolution, au cours d'un test HTRB, de la caractéristique en direct de la diode Schottky d'un composant présentant l'effet « belly shape ».

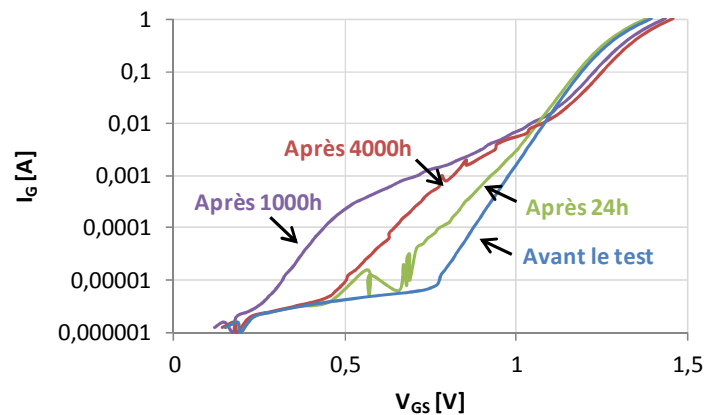


Figure 3-74 : Evolution de la caractéristique en direct de la diode Schottky d'un composant présentant l'effet « belly shape » au cours d'un test HTRB ;  $V_{DS} = 0$  V ;  $V_{GS}$  est croissant

L'effet « belly shape » apparaît généralement dès les premières heures de test et l'évolution de son amplitude semble imprédictible puisque par exemple pour ce composant : elle augmente jusqu'à 1000 heures de test puis diminue. Ce comportement suggère que la dégradation de la caractéristique en direct de la diode Schottky est induite par un changement au niveau de l'interface métal/semi-conducteur et/ou par une activité des états de surface au cours du test. Nous pouvons également constater que l'effet « belly shape » commence à disparaître à partir de  $V_{GS} = 1$  V, valeur de  $V_{GS}$  plus faible que celle à laquelle la résistance série de la grille affecte la caractéristique I-V de la diode. Ainsi, l'effet « belly shape » pourrait être induit par un courant de fuite de surface latéral assisté par une densité d'états de surface élevée à la surface de la couche AlGaN [Kotani2005]. En effet, la présence d'une résistance parallèle à la diode provoquerait une augmentation du courant de fuite à faible  $V_{GS}$ .

Afin de vérifier cette dernière hypothèse, nous avons essayé de modéliser la caractéristique en direct de la diode Schottky au moyen d'une composante d'émission thermo-ionique et d'une résistance de fuite notée  $R_L$ .

$$I = I_S \left[ e^{\left[ q \times \frac{(V - R_S I)}{n k_B T} \right]} - 1 \right] + \frac{(V - R_S I)}{R_L} \quad \text{Eq. 3.9}$$

avec  $q$  la charge de l'électron,  $R_S$  la résistance série de la diode,  $R_L$  la résistance parallèle à la diode,  $n$  le facteur d'idéalité de la diode,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température et  $I_S$  le courant de saturation de la diode exprimé par :

$$I_S = A A^{**} T^2 e^{\left( \frac{-\Phi_B}{k_B T} \right)} \quad \text{Eq. 3.10}$$

avec  $A$  la surface de la diode,  $A^{**}$  la constante de Richardson modifiée,  $\Phi_B$  la hauteur de barrière de la diode,  $k_B$  la constante de Boltzmann et  $T$  la température. La figure 3-75 présente les caractéristiques en direct mesurées et simulées des diodes Schottky d'un composant avec et d'un autre sans l'effet « belly shape ».

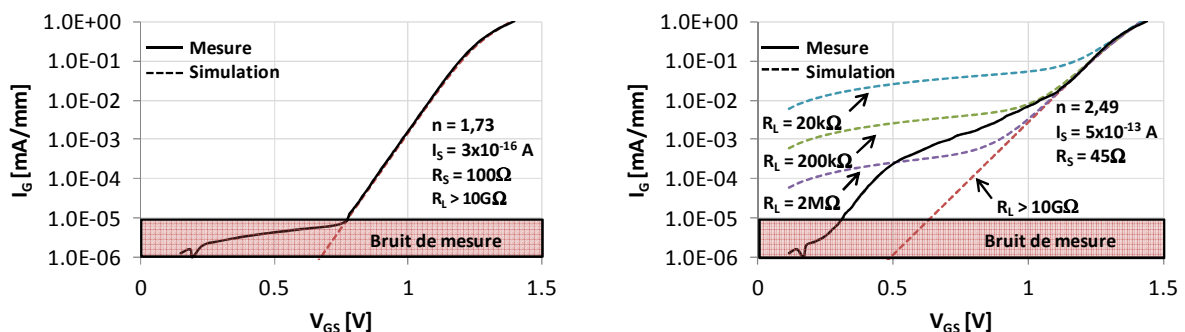


Figure 3-75 : Caractéristiques mesurées (traits continus) et simulées (traits pointillés) en direct de la diode Schottky d'un transistor avec (à droite) et sans (à gauche) l'effet « belly shape » à 25 °C



La caractéristique en direct de la diode Schottky d'un transistor présentant l'effet « belly shape » ne peut donc pas être modélisée à l'aide d'une composante d'émission thermo-ionique et d'une résistance de fuite parallèle à la diode. Ceci indique que l'effet « belly shape » n'est pas dû à un chemin de conduction purement résistif. De plus, la valeur élevée du facteur d'idéalité ( $n > 2$ ) indique la présence d'autres mécanismes de transport, tels que l'effet tunnel et la génération-recombinaison de porteurs, participant à un courant de fuite en plus de l'émission thermo-ionique [Chvala2010]. L'effet « belly shape » pourrait alors s'expliquer par une combinaison de ces mécanismes de conduction.

Les caractéristiques en inverse de la diode Schottky (mesurées avec  $V_{DS} = 0$  V) de composants avec et sans l'effet « belly shape » ont ensuite été comparées avant et après vieillissement, comme illustré sur la figure 3-76.

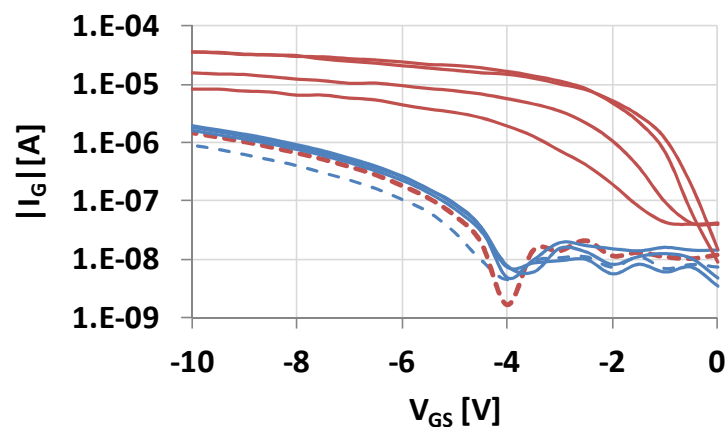


Figure 3-76 : Caractéristiques en inverse de la diode Schottky de composants avec (en trait continu) et sans (en trait pointillé) l'effet « belly shape » avant (en bleu) et après (en rouge) 4000 heures de test HTRB à 175 °C

La figure 3-76 montre clairement que les composants qui présentent un courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky présentent également une augmentation du courant de fuite de grille sur la caractéristique en inverse de la diode Schottky. Ceci tend à indiquer que l'effet « belly shape » est dû à la présence d'un chemin de conduction. Cependant, cette augmentation de courant n'est pas du même ordre de grandeur en inverse et en direct. Ceci montre que l'effet « belly shape » n'est pas dû à l'existence d'un chemin de conduction purement résistif, mais plutôt à celle d'un chemin de conduction dépendant de la tension appliquée.

Enfin, il a été constaté que l'évolution des courants de grille enregistrés au cours des tests HTRB est plus bruitée pour les composants présentant l'effet « belly shape » que pour les composants n'en présentant pas, comme illustré sur la figure 3-77 qui présente l'évolution de la variance du courant de grille en fonction du temps. La variance a été calculée sur 50 heures, en utilisant l'équation suivante, de façon à quantifier ses fluctuations au cours du test.

$$Var[I_{GS}(t)]_{50h} = \langle I_{GS}(t)^2 \rangle_{50h} - \langle I_{GS}(t) \rangle_{50h}^2 \quad Eq. 3.11$$

avec  $t$  le temps écoulé pendant le test HTRB,  $\langle I_{GS}(t)^2 \rangle_{50h}$  la moyenne sur 50 heures du carré du courant de grille et  $\langle I_{GS}(t) \rangle_{50h}^2$  le carré de la moyenne du courant sur 50 heures. La figure 3-77 présente l'évolution de la variance (moyennée sur 50 heures) en fonction du temps.

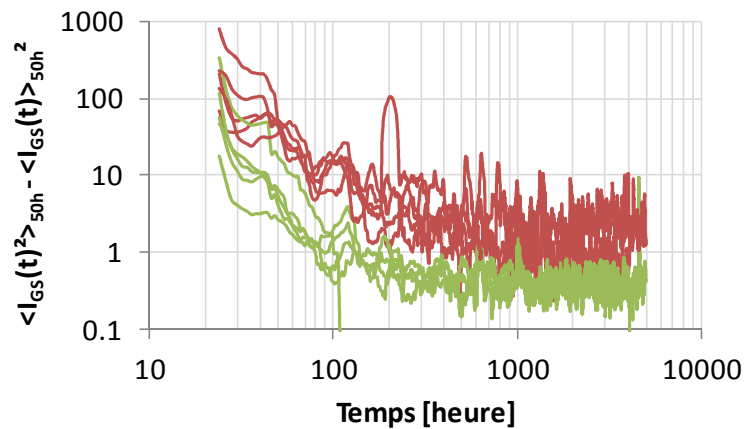


Figure 3-77 : Evolution de la variance des composants avec (en rouge) et sans (en vert) l'effet « belly shape » au cours d'un test HTRB à 175 °C

La variance est donc plus élevée d'une décade dans le cas où les composants présentent l'effet « belly shape ». Ceci confirme que l'évolution du courant de grille est plus bruitée dans ce cas. Au vu de ces derniers résultats, des mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille ont alors été mises en œuvre sur deux composants de référence et deux composants vieilliss après 5000 heures de test HTRB.

### 3.3.2.2 Mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille

Le bruit est l'ensemble des perturbations indésirables qui se superposent au signal utile et qui ont tendance à masquer son contenu. Il est un reflet des propriétés de transport dans les composants électroniques et est très sensible à la présence de défauts dans le cristal et aux interfaces. Il constitue donc un facteur de qualité et doit être le plus faible possible. Les mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille sont réalisées pour analyser les sources de bruit en excès localisées aux interfaces métal/semi-conducteur et/ou passivation/semi-conducteur des transistors à effet de champ.

Un spectre de bruit aux basses fréquences en courant de grille se décompose en deux types de bruit : d'une part le bruit blanc, dont le spectre est indépendant de la fréquence, qui regroupe le bruit de grenaille et le bruit thermique et d'autre part le bruit en excès, dont le spectre varie en fonction de la fréquence, et qui regroupe le bruit en 1/f et le bruit de génération-recombinaison (GR) [Curutchet2005].

Des mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille ont donc été réalisées en mode diode en direct sur deux composants de référence et deux composants vieilliss après 5000 heures de test HTRB ; les caractéristiques en direct des diodes Schottky sont représentées sur la figure 3-78.

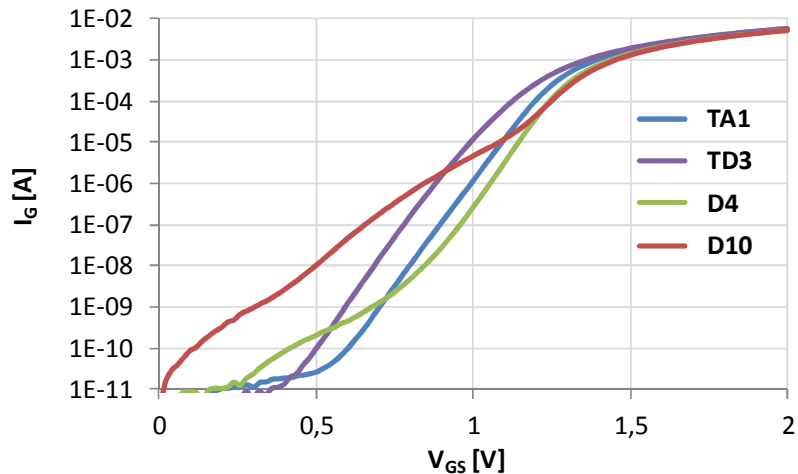


Figure 3-78 : Caractéristiques en direct des diodes Schottky des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB

La densité spectrale de bruit en courant de grille étant dans la plupart des modèles utilisés dépendante du niveau de courant circulant dans la diode Schottky, les mesures ont été effectuées à des courants identiques sur les 4 composants afin de pouvoir comparer la forme des spectres. Les figures 3-79 à 3-84 présentent les densités spectrales de bruit en courant de grille respectivement obtenues à  $I_{GS} = 1 \text{ nA}$ ,  $10 \text{ nA}$ ,  $100 \text{ nA}$ ,  $1 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$  et  $1 \text{ mA}$ .

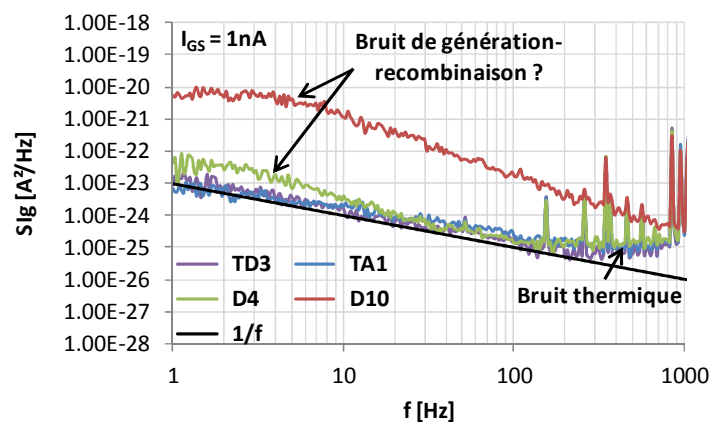


Figure 3-79 : Densités spectrales de bruit en courant de grille des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB ;  $I_{GS} = 1 \text{ nA}$

Il apparaît que les spectres des composants vieillis (D4 et D10) présentent une ou plusieurs composantes de bruit de génération-recombinaison alors que les spectres des composants de référence présentent majoritairement du bruit en  $1/f$ .

De plus, le niveau de bruit en  $1/f$  est plus élevé d'environ deux ordres de grandeur pour le composant D10 que pour les autres composants. On peut donc supposer que la présence de l'effet « belly shape » se traduit par la présence de composantes de bruit de génération-

recombinaison et par un niveau de bruit en  $1/f$  d'autant plus élevé que l'amplitude de l'effet « belly shape » est grande.

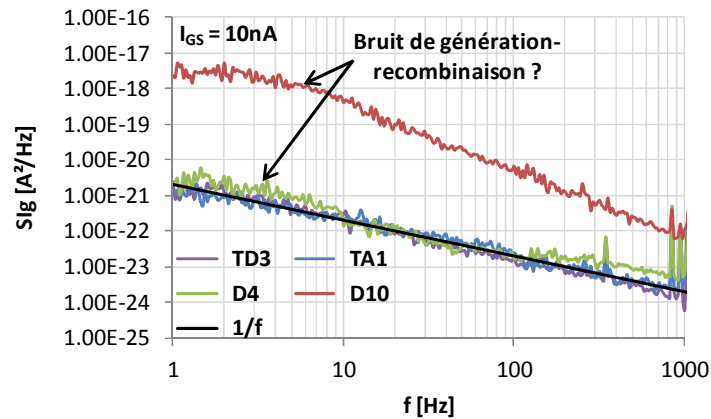


Figure 3-80 : Densités spectrales de bruit en courant de grille des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB ;  $I_{GS} = 10 \text{ nA}$

L'ensemble des observations effectuées pour  $I_{GS} = 1 \text{ nA}$  tend à se confirmer pour  $I_{GS} = 10 \text{ nA}$  puisque la bosse de GR précédemment observée sur D4 a quasiment disparu du spectre alors qu'il n'y a presque plus l'effet « belly shape » sur la caractéristique en direct de sa diode Schottky. Le niveau de bruit en  $1/f$  du composant D10, qui présente un effet « belly shape » de forte amplitude, est toujours supérieur de deux décades à celui des autres composants.

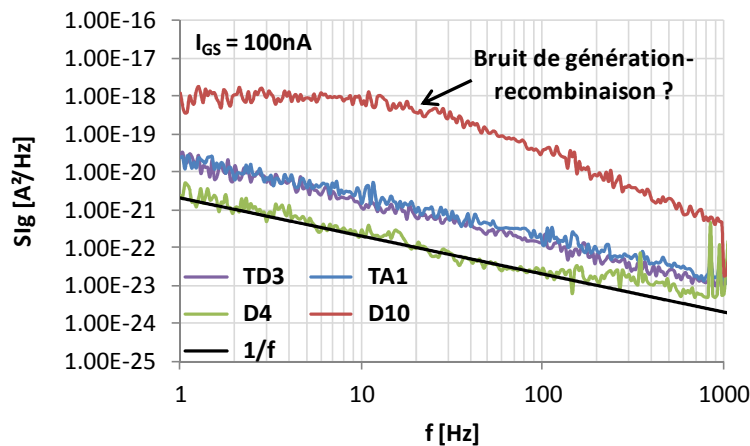


Figure 3-81 : Densités spectrales de bruit en courant de grille des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB ;  $I_{GS} = 100 \text{ nA}$

D'après la figure 3-81, le bruit en courant de grille du composant D4 ne présente plus que du bruit en  $1/f$  à partir de valeurs du courant de grille où l'effet « belly shape » a complètement disparu de la caractéristique I-V de la diode. Ceci confirme l'hypothèse que l'effet « belly shape » est associé à du bruit de GR.

Enfin, la bosse de GR observée sur le spectre du composant D10 semble se décaler vers les hautes fréquences avec l'augmentation du courant et/ou de la tension.

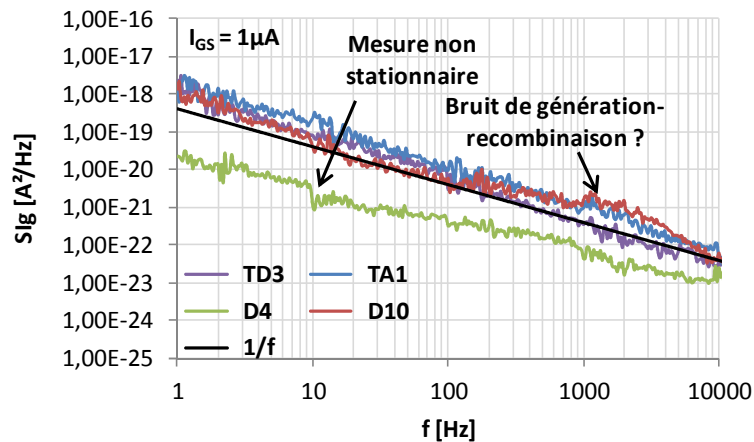


Figure 3-82 : Densités spectrales de bruit en courant de grille des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB ;  $I_{GS} = 1 \mu A$

En comparant les spectres de la figure 3-82, il apparaît que le niveau de bruit en 1/f du composant D10 est, pour  $I_{GS} = 1 \mu A$ , du même ordre de grandeur que celui des composants de référence. Cette diminution du niveau de bruit en 1/f coïncide avec la diminution de l'amplitude de l'effet « belly shape » (figure 3-78) et confirme ainsi que le niveau de bruit en 1/f est d'autant plus élevé que l'amplitude de l'effet « belly shape » est grande. Enfin, le décalage de la bosse de GR vers les hautes fréquences avec l'augmentation du courant et/ou de la tension est aussi confirmé.

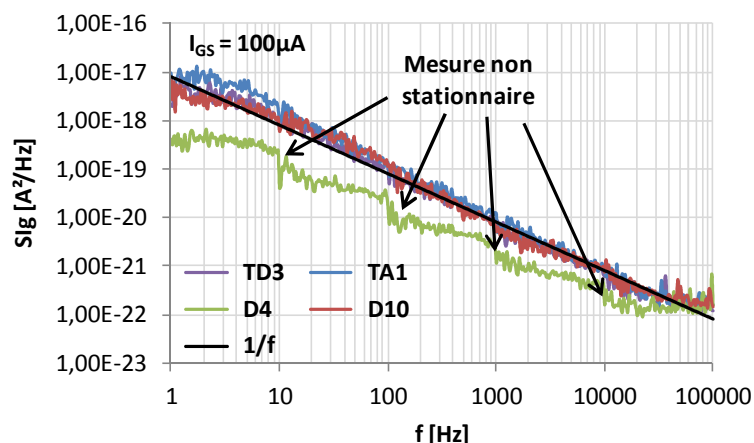


Figure 3-83 : Comparaison des densités spectrales de bruit en courant de grille des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB ;  $I_{GS} = 100 \mu A$

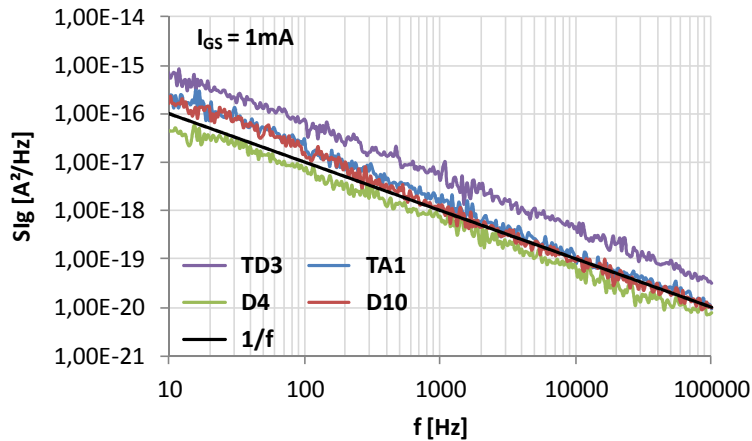


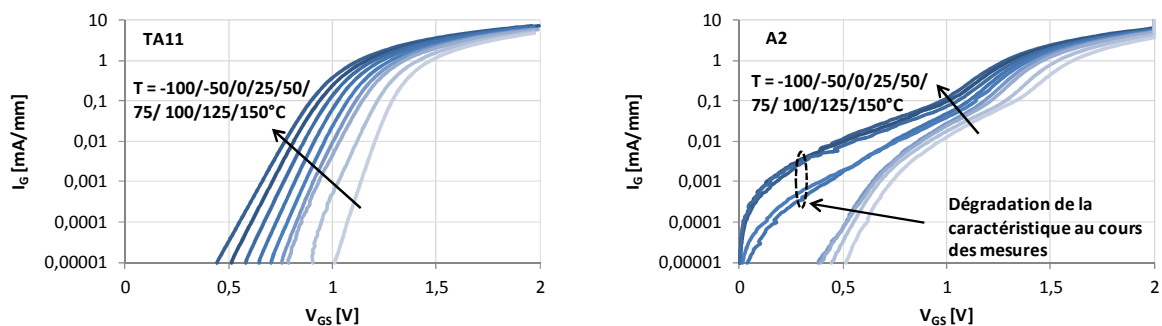
Figure 3-84 : Densités spectrales de bruit en courant de grille des composants de référence (TA1 et TD3) et des composants vieillis (D4 et D10) après 5000 heures de test HTRB ;  $I_{GS} = 1 \text{ mA}$

Pour des valeurs de  $I_{GS}$  supérieures à  $100 \mu\text{A}$ , le composant D10 ne présente plus l'effet « belly shape » et les spectres des quatre composants testés ne présentent plus que du bruit en  $1/f$  avec un niveau similaire. On peut donc en conclure que la présence de l'effet « belly shape » se traduit par du bruit de génération-recombinaison et que le niveau de bruit en  $1/f$  est d'autant plus élevé que l'amplitude de l'effet « belly shape » est grande. Ainsi, le « belly shape » est dû à un mécanisme de piégeage et de dé-piégeage.

### 3.3.2.3 Etude de la caractéristique en direct de la diode Schottky en fonction de la température

Afin de compléter l'étude de l'effet parasite de fonctionnement « belly shape », les caractéristiques en direct de la diode Schottky ont été mesurées en fonction de la température puis à température ambiante dans différentes configurations afin d'identifier les paramètres électriques influençant son amplitude.

Les caractéristiques en direct de la diode Schottky de HEMTs de référence et vieillis ont été mesurées en fonction de la température afin d'étudier les évolutions de l'amplitude de l'effet « belly shape » et du courant de grille en direct pour différentes valeurs de  $V_{GS}$ , comme illustré sur la figure 3-85.



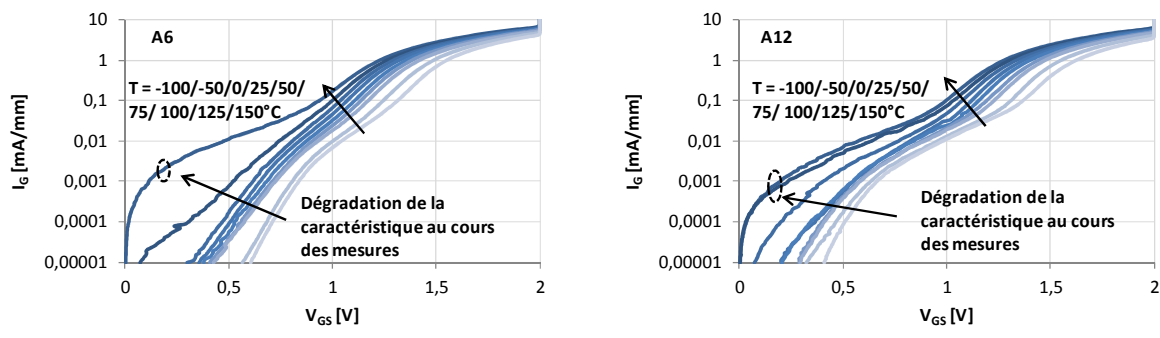


Figure 3-85 : Evolution en fonction de la température de la caractéristique en direct de la diode Schottky d'un composant de référence (TA11) et de trois autres composants présentant l'effet « belly shape » (A2, A6 et A12) ;  $V_{DS} = 0 \text{ V}$  ;  $V_{GS}$  est croissant

Sur la figure 3-85, on observe un décalage vers  $V_{GS} = 0 \text{ V}$  de la caractéristique de la diode à mesure que la température augmente. Ce phénomène, qui apparait également sur le composant de référence, traduit simplement l'augmentation de la hauteur de barrière avec la température et rend l'évaluation de l'évolution de l'amplitude de l'effet « belly shape » en fonction de celle-ci difficile.

Notons que la caractéristique en direct de la diode de certains composants vieillis a été dégradée au cours de la mesure à haute température, comme illustré sur la figure 3-86, qui présente les caractéristiques obtenues à température ambiante avant et après la caractérisation électrique en fonction de la température. Ainsi, les caractéristiques signalées comme dégradées sur la figure 3-85 ne seront pas prises en compte pour la suite de l'étude.

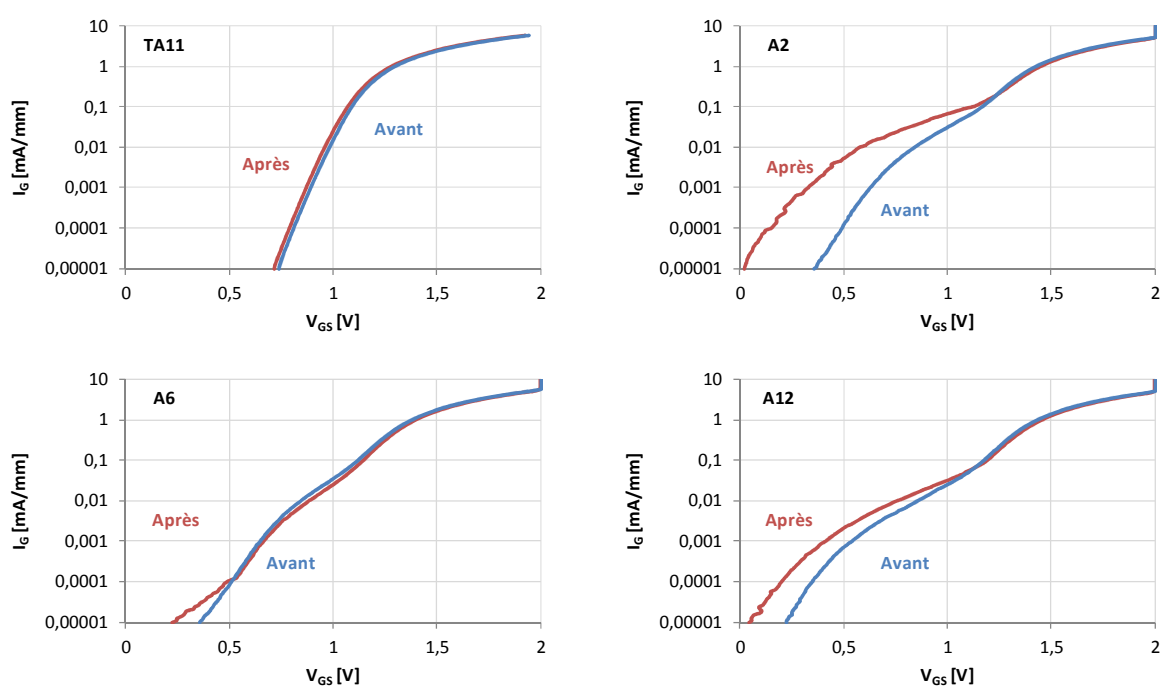


Figure 3-86 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky à 25 °C avant (en bleu) et après (en rouge) la caractérisation en fonction de la température ;  $V_{DS} = 0 \text{ V}$  ;  $V_{GS}$  est croissant

En partant de l'hypothèse que la composante de l'effet « belly shape » vient s'ajouter à la composante thermo-ionique, il est alors possible d'extraire la composante de l'effet « belly shape », notée  $I_{BS}$ , en utilisant la relation ci-dessous :

$$I = I_S \left[ e^{\left[ q \frac{(V - R_S I)}{n k_B T} \right]} - 1 \right] + I_{BS} \quad \text{Eq. 3.12}$$

avec  $I$  le courant mesuré,  $q$  la charge de l'électron,  $R_S$  la résistance série de la diode,  $n$  le facteur d'idéalité de la diode,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température,  $I_S$  le courant de saturation de la diode et  $I_{BS}$  le courant de la composante de l'effet « belly shape ».

La figure 3-87 présente l'évolution en fonction de la température de l'amplitude de l'effet « belly shape » des composants A2 et A12, l'extraction de  $I_{BS}$  du composant A6 étant impossible considérant la faible amplitude de l'effet « belly shape ».

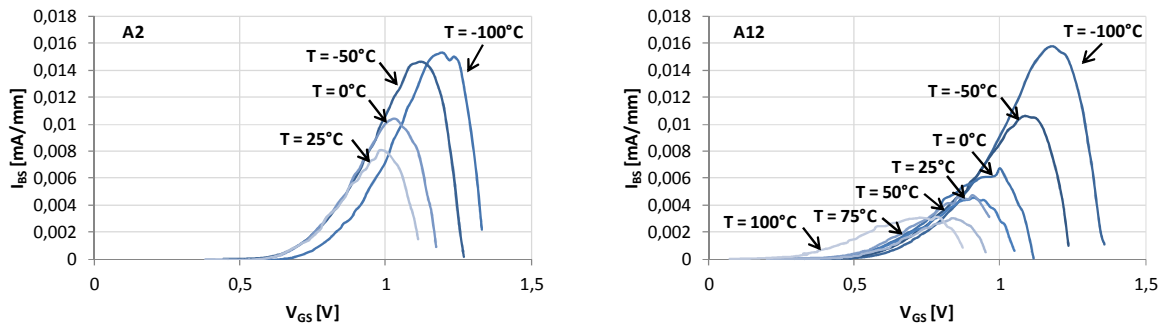


Figure 3-87 : Evolution en fonction de la température de l'amplitude de l'effet « belly shape » des composants A2 et A12 ;  $V_{DS} = 0$  V ;  $V_{GS}$  est croissant

La figure 3-87 montre que le maximum de l'amplitude de l'effet « belly shape » se décale vers  $V_{GS} = 0$  V et que l'amplitude diminue à mesure que la température augmente. Ceci indique que l'effet « belly shape » dépend de la tension appliquée et de la température.

L'évolution du courant de grille a donc été étudiée pour différentes températures et valeurs de  $V_{GS}$  de façon à déterminer le ou les mécanismes prédominants associés à l'effet « belly shape », comme pour le mécanisme de « runaway » (§ 3.2.2.5).

Les figure 3-88 à 3-90 présentent respectivement les variations de  $\ln(I_G/T^2)$  en fonction de  $1/T$ , de  $\ln(I_G/V_{GD}^2)$  en fonction de  $1/V_{GD}$  et de  $\ln(I_G/V_{GD}^2)$  en fonction de  $V_{GD}^{1/2}$  pour plusieurs valeurs de  $V_{GS}$  et  $V_{DS} = 0$  V, dans la gamme de température où les caractéristiques n'ont pas été dégradées par la mesure.



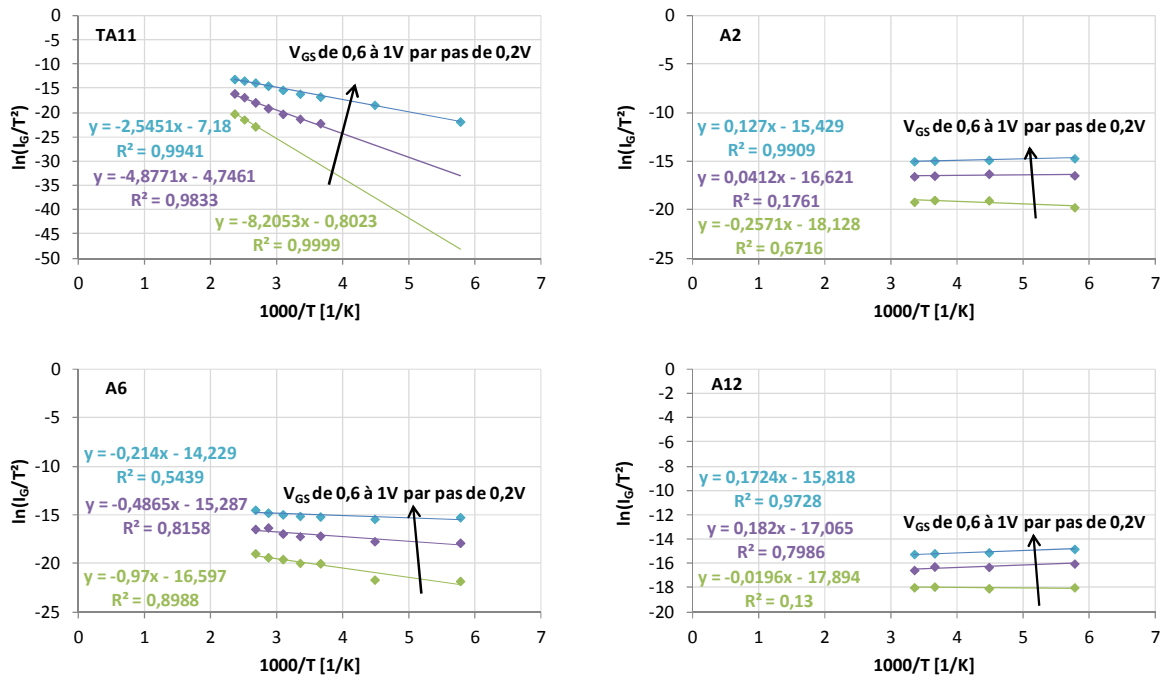


Figure 3-88 : Etude du mécanisme de conduction de type Schottky sur un composant de référence (TA11) et trois composants présentant l'effet « belly shape » (A2, A6 et A12)

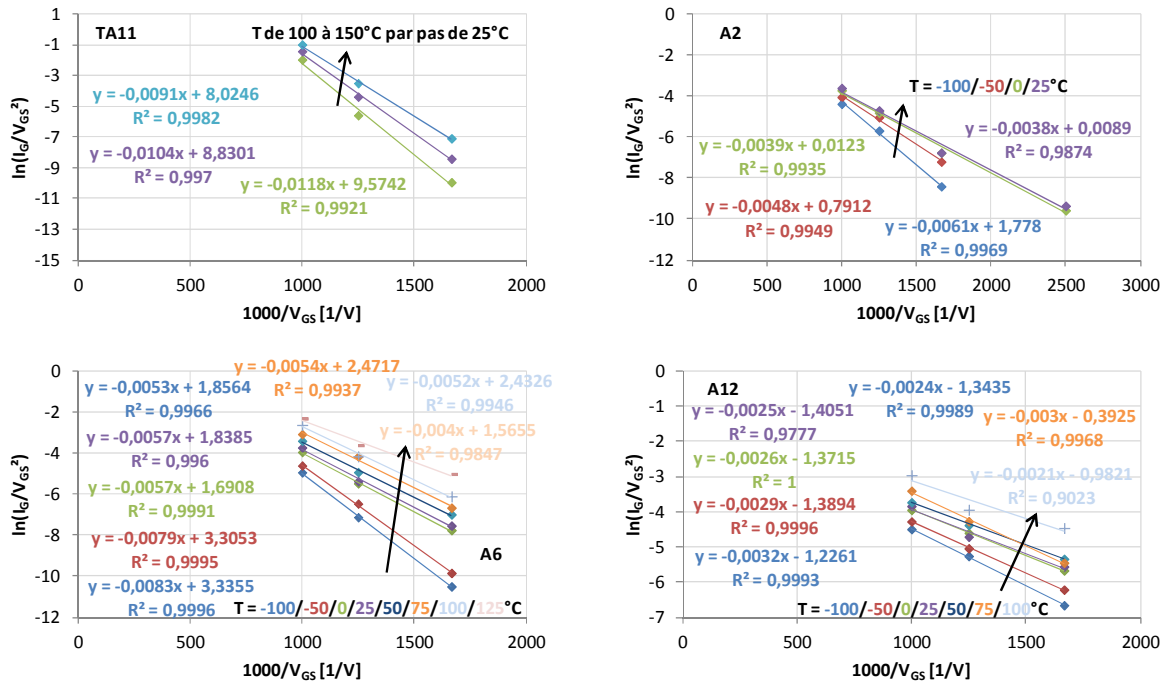


Figure 3-89 : Etude du mécanisme de conduction de type Fowler-Nordheim sur un composant de référence (TA11) et trois composants présentant l'effet « belly shape » (A2, A6 et A12)

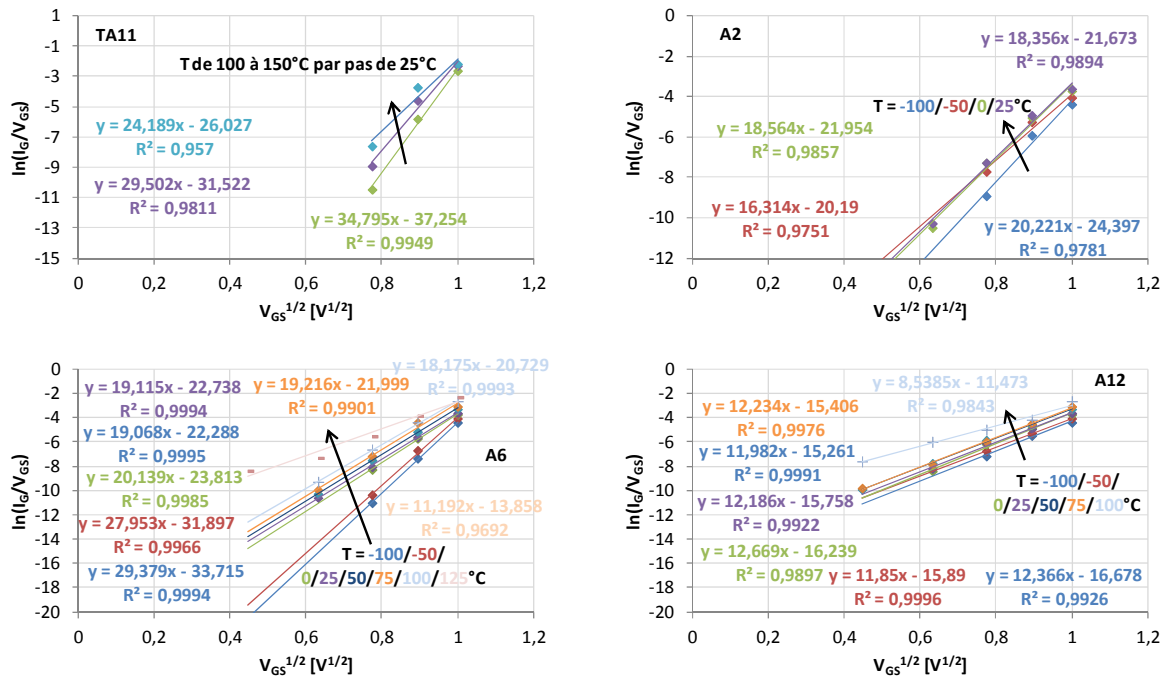


Figure 3-90 : Etude du mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel sur un composant de référence (TA11) et trois composants présentant l'effet « belly shape » (A2, A6 et A12)

L'émission thermo-ionique étant le mécanisme de conduction prédominant dans la diode Schottky d'un composant ne présentant pas l'effet « belly shape » (§ 2.2.1.1), il est donc tout à fait logique de trouver pour le composant de référence (TA11) que le terme  $\ln(I_G/T^2)$  soit fortement dépendant de la température et que l'évolution de  $\ln(I_G/T^2)$  en fonction de  $1/T$  soit dépendante de la valeur de  $V_{GS}$ . En ce qui concerne les composants présentant l'effet « belly shape », la faible dépendance en  $1/T$  du terme  $\ln(I_G/T^2)$  et le fait que  $\ln(I_G/T^2)$  en fonction de  $1/T$  soit quasiment indépendant de la valeur de  $V_{GS}$  indiquent que l'émission thermo-ionique est masquée par un autre mécanisme de conduction.

Dans le cas où le mécanisme de type Fowler-Nordheim serait le mécanisme prédominant de l'effet « belly shape », l'évolution de  $\ln(I_G/V_{GS}^2)$  en fonction de  $1/V_{GS}$  devrait être indépendante de la température. Ainsi, d'après la figure 3-89, le mécanisme de type Fowler-Nordheim semble prédominant à 0 °C et 25 °C sur le composant A2, de 0 °C à 100 °C sur le composant A6 et de -100 °C à 100 °C sur le composant A12. Il est donc difficile de conclure vis-à-vis de ce mécanisme de conduction.

Dans le cas où le mécanisme de type Poole-Frenkel serait le mécanisme prédominant de l'effet « belly shape », l'évolution de  $\ln(I_G/V_{GS})$  en fonction de  $V_{GS}^{1/2}$  devrait être fortement dépendante de la température : plus la température est élevée et plus la dépendance en  $V_{GS}^{1/2}$  est faible. D'après la figure 3-90, l'évolution de  $\ln(I_G/V_{GS})$  en fonction de  $V_{GS}^{1/2}$  est indépendante de la température de 0 °C à 100 °C sur le composant A6 et de -100 °C à 75 °C sur le composant A12. Ce qui indique que le mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel n'est pas associé au mécanisme de l'effet « belly shape ».

En conclusion, l'effet « belly shape » n'est associé avec aucun des mécanismes de conduction étudiés ici.

### 3.3.2.4 Etude des pièges responsables de l'apparition de l'effet « belly shape »

L'effet « belly shape » ayant été associé à du bruit de génération-recombinaison et donc à un mécanisme de piégeage, nous proposons d'étudier dans cette partie les pièges responsables de son apparition.

La caractéristique en direct de la diode Schottky de composants vieillis présentant l'effet « belly shape » a alors été mesurée pour  $V_{GS}$  croissant et décroissant dans plusieurs configurations : avec le drain et la source court-circuités ( $V_{DS} = 0$  V), sur la diode grille-source avec le drain en l'air, et enfin sur la diode grille-drain avec la source en l'air.

La figure 3-91 présente les caractéristiques en direct de la diode Schottky de deux composants vieillis (D4 et D10) obtenues dans les configurations précitées.

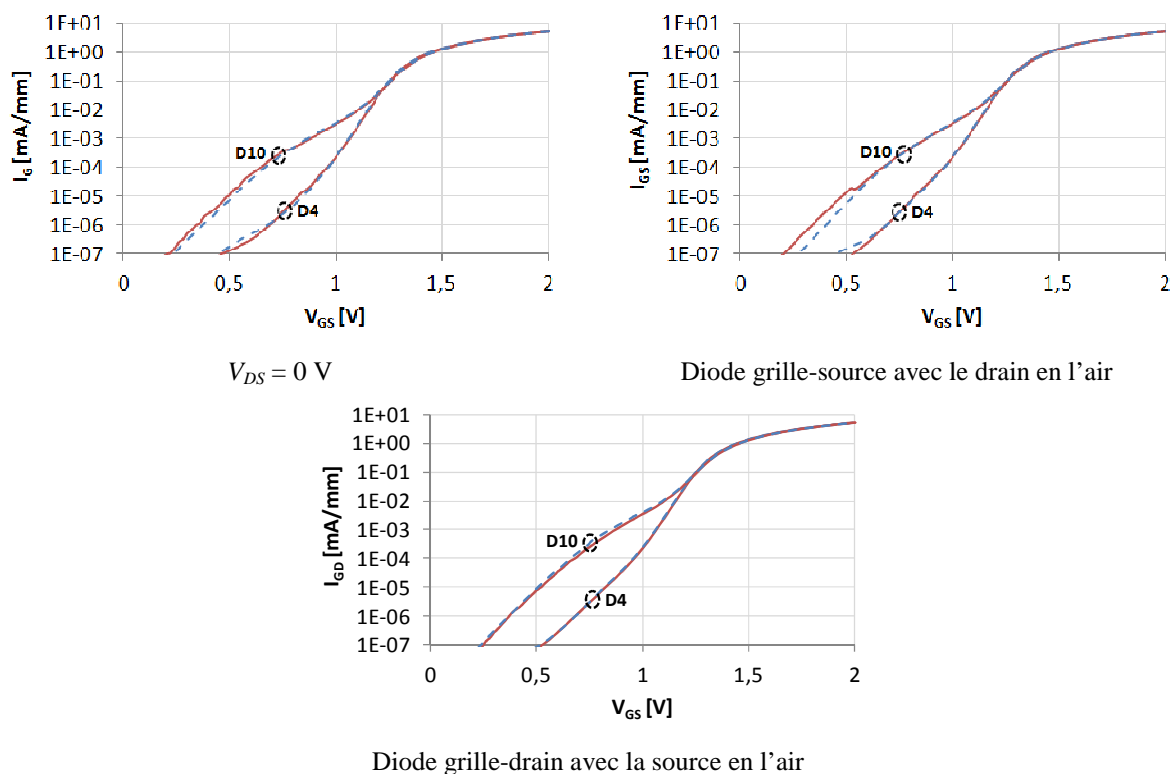


Figure 3-91 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky de deux composants vieillis pour  $V_{GS}$  croissant (en bleu) et décroissant (en rouge) ;  $T = 25$  °C

D'après la figure 3-91, il n'y a aucune différence entre les caractéristiques obtenues à tension croissante et décroissante. Ceci suggère que l'effet « belly shape » n'est pas dû à un mécanisme de piégeage/dé-piégeage comme c'est le cas pour l'effet de coude mais plutôt à un chemin de conduction parasite assisté par des pièges.

On constate également que l'effet « belly shape » se manifeste aussi bien sur la diode grille-source que sur la diode grille-drain, et ce avec la même amplitude. Ceci suggère que les pièges responsables de l'apparition de l'effet « belly shape » sont situés au niveau de l'interface métal/semi-conducteur ou en bordure du pied de grille et non pas à la surface du semi-conducteur dans l'espace grille-drain ou grille-source.

En effet, s'il s'agissait de pièges de surface nombreux et largement répartis, ces derniers agiraient comme une grille virtuelle (§ 1.4.2.1) et entraîneraient une diminution du courant de drain en mode transistor. Ce phénomène est illustré sur la figure 3-92, qui présente la caractéristique en direct de la diode Schottky et la caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  d'un HEMT avant et après retrait de la passivation à l'aide d'un plasma  $SF_6/O_2$ .

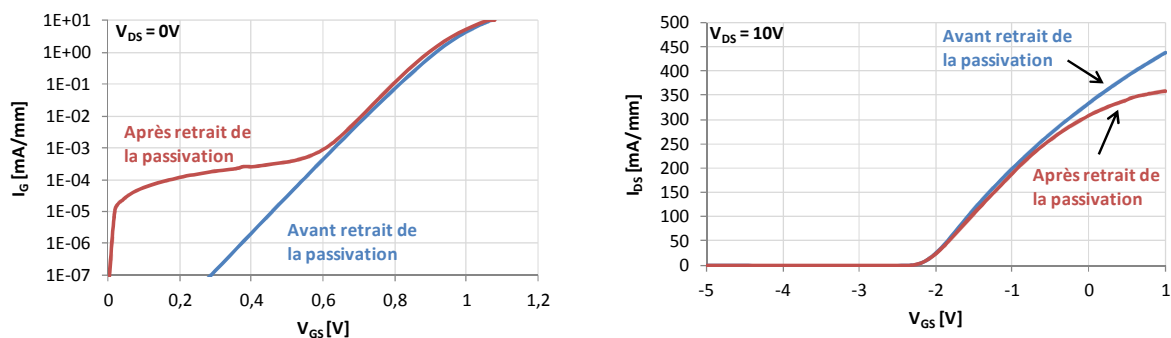


Figure 3-92 : Caractéristique en direct de la diode Schottky (à gauche) et de la caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  (à droite) d'un transistor avant (en bleu) et après (en rouge) retrait de la passivation ;  $V_{GS}$  est croissant ;  $T = 25\text{ °C}$

L'analyse des caractéristiques de la figure 3-92 révèle que le retrait de la passivation entraîne l'apparition d'un courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky et une diminution du courant de drain à canal ouvert dues à l'accumulation d'électrons à la surface du semi-conducteur (phénomène de grille virtuelle).

Ceci montre que les pièges responsables de l'apparition du « belly shape » ne sont pas localisés dans l'espace grille-drain ou grille-source. En effet, les composants présentant l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement ne présentent pas de dérive du paramètre  $I_{DSPLS}$  (courant de drain mesuré à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  et  $V_{GS} = 1\text{ V}$ ) supérieure à celle des composants n'en présentant pas. Ainsi, l'effet « belly shape » n'est pas dû à une fuite de surface.

### 3.3.2.5 Test de répartition des charges : $V_{GS} = V_{DS} = 0V$ à $150\text{ °C}$ pendant 48 h

Un test visant à faire disparaître l'effet « belly shape » a été mis en œuvre sur 10 composants avec et sans l'effet « belly shape » à l'issue d'un test de type HTOL. Ce test, déjà mis en œuvre sur les technologies à base de Si, consiste à court-circuiter les électrodes de grille, de drain et de source ( $V_{DS} = V_{GS} = 0\text{ V}$ ) pendant 48 heures à une température de  $150\text{ °C}$  afin d'équilibrer la répartition des charges dans la structure.

Ainsi dans le cas où l'effet « belly shape » serait dû à l'accumulation d'électrons dans un endroit particulier de la structure, un tel test devrait permettre de répartir les charges et donc d'atténuer voire même de faire disparaître l'effet « belly shape ». La figure 3-93 présente les caractéristiques en direct de la diode Schottky de deux composants représentatifs avant et après le test de répartition des charges.

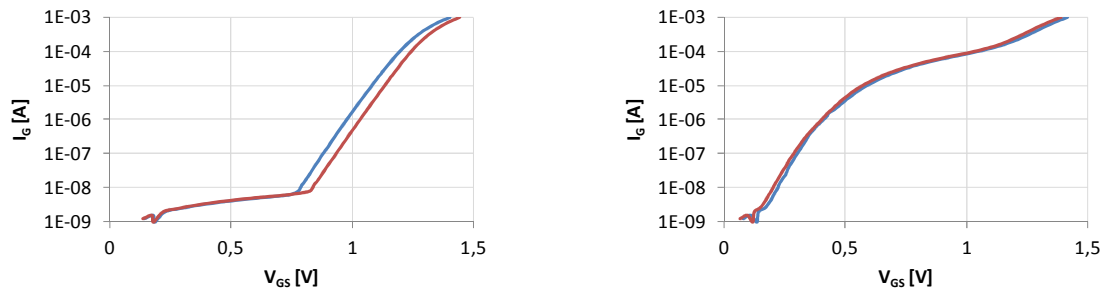


Figure 3-93 : Comparaison de la caractéristique en direct de la diode Schottky d'un transistor sans (à gauche) et avec (à droite) l'effet « belly shape » avant (en bleu) et après (en rouge) le test de répartition des charges à  $V_{GS} = V_{DS} = 0$  V pendant 48 h à 150 °C

D'après la figure 3-93, il n'y a aucune différence entre les caractéristiques obtenues avant et après le test de répartition des charges vis à vis de l'amplitude de l'effet « belly shape ». Notons cependant que ce test a été développé pour les technologies à base de Si, et que l'on peut donc se demander si une température de 150 °C est adaptée aux technologies à base de GaN. Ainsi, la mise en œuvre de tests à des températures plus élevées est à envisager.

### 3.3.3 Caractérisation électro-optique

En vue de détecter des défauts responsables de l'apparition de l'effet « belly shape ». Des analyses par électroluminescence dans le visible proche infrarouge ( $400 \text{ nm} < \lambda < 1100 \text{ nm}$ ) ont été réalisées en collaboration avec *Thales R&T*. Ces analyses ont été effectuées en mode transistor polarisé au blocage ( $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V) afin de détecter les chemins de fuite [Beaumler2010], et en mode diode, polarisée en direct et en inverse, pour contrôler l'intégrité du contact Schottky.

#### 3.3.3.1 Préparation des échantillons

En raison de la présence de l'électrode de « field plate » et des ponts à air entre les contacts de source qui gênent l'observation de la région active du transistor dans son intégralité, ces analyses ont été réalisées à partir de la face arrière du composant après une préparation d'échantillon, réalisée par *TRT*.

Cette préparation consiste à retirer le boîtier et à polir le substrat SiC. L'impact de cette préparation sur la signature EMMI a été évalué en comparant les images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face avant (avant la préparation) et par la face arrière (après la préparation).

La figure 3-94 présente une comparaison des images EMMI obtenues par les faces avant et arrière dans les mêmes conditions de polarisation.

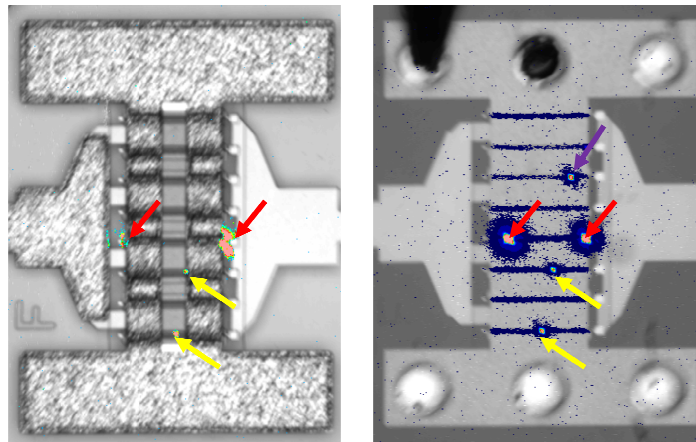


Figure 3-94 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face avant (à gauche) et par la face arrière (à droite) sur un composant de référence

$$V_{DS} = 30 \text{ V} ; V_{GS} = -7 \text{ V} ; I_{DS} = 5 \mu\text{A}$$

D'après la figure 3-94, l'image EMMI obtenue par la face arrière permet de visualiser l'intégralité de la signature EMMI ; elle est composée de spots d'émission de lumière visibles depuis la face avant (flèches jaunes), de spots partiellement cachés par les ponts à air en face avant (flèches rouges) et d'un spot additionnel complètement masqué en face avant par les ponts à air (flèche violette). Le courant de fuite de drain mesuré à  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  et  $V_{DS} = 30 \text{ V}$  étant de plus identique dans les deux cas, on en conclut que la préparation face arrière n'engendre pas de nouveaux défauts dans la structure. Ainsi, seules les images obtenues par la face arrière seront utilisées dans notre étude.

Afin de pouvoir comparer les signatures EMMI des composants polarisés dans les mêmes conditions, les mesures sont effectuées avec le même temps d'acquisition (100 s) puis les images sont affichées avec la même échelle d'intensité lumineuse. Notons que des précautions doivent être prises concernant l'intensité de chaque spot d'émission de lumière puisque l'intensité électroluminescente et le champ électrique ne sont pas reliés par une loi linéaire [Tapajna2010].

Etant donné que le composant de référence présente de gros spots d'émission de lumière même lorsque le courant de fuite est faible ( $5 \mu\text{A}$ ), nous supposons que les gros spots brillants d'émission de lumière sont dus à la présence de défauts cristallins intrinsèques ou à un changement local du champ électrique [Ivo2011], et que les plus petits correspondent à des chemins de fuite de courant ou à des défauts créés pendant le test. Ainsi, seuls les petits spots d'émission de lumière seront considérés pour une analyse comparative.

### 3.3.3.2 Mesures EMMI en mode transistor

La figure 3-95 présente une comparaison des images de microscopie à émission de lumière obtenues en condition de blocage sur des composants de référence et sur des composants vieillis (à  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V à 175 °C) avec et sans l'effet « belly shape » après 3000, 4000 et 5000 heures de test.

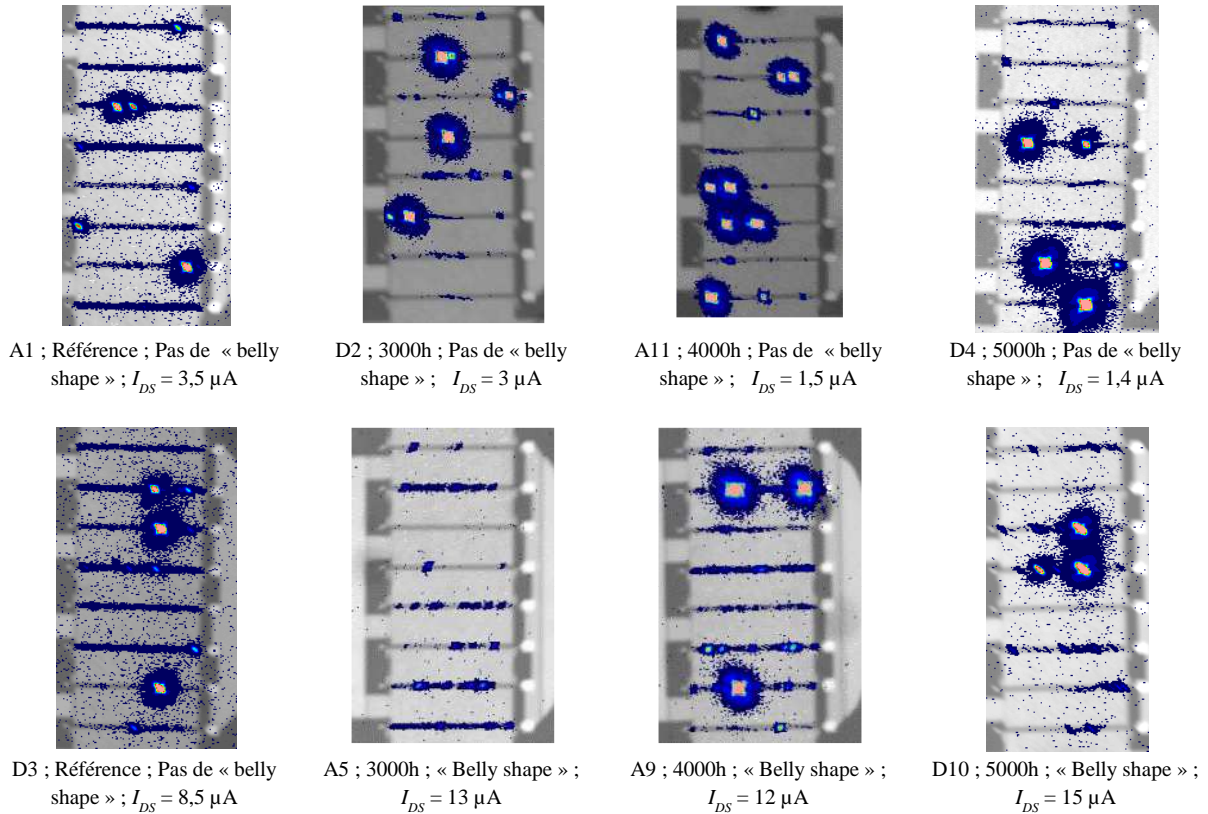
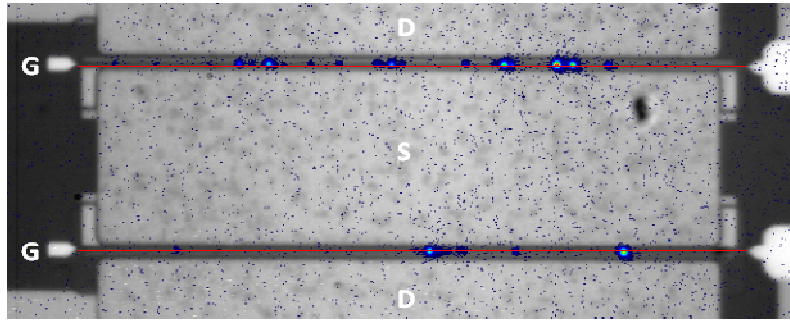


Figure 3-95 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face arrière sur des composants de référence et des composants vieillis avec et sans l'effet « belly shape » ;  $V_{DS} = 30$  V ;  $V_{GS} = -7$  V ; Echelle EL : 0 - 4095

L'analyse des images EMMI obtenues en régime bloqué révèle que l'émission de lumière au niveau des doigts de grille est moins uniforme sur les composants vieillis que sur les composants de référence. On observe en effet une augmentation du nombre de petits spots d'émission de lumière avec l'augmentation du temps de vieillissement et/ou du courant de fuite de drain, qui peuvent indiquer la création de défauts au cours du test de vieillissement. En revanche, aucune différence significative n'est observée entre les composants avec et sans l'effet « belly shape ».

Des mesures EMMI ont été effectuées sur un composant vieilli avec un grossissement plus élevé ( $\times 50$ ) afin de situer de façon plus précise la position des spots d'émission de lumière par rapport aux doigts de grille. L'image EMMI de la figure 3-96 montre que ceux-ci sont situés au bord du pied de grille côté drain, c'est-à-dire là où le champ électrique est le plus élevé au cours du test de vieillissement. Ceci suggère que des défauts ont été induits par le champ électrique [Montes Bajo2012].



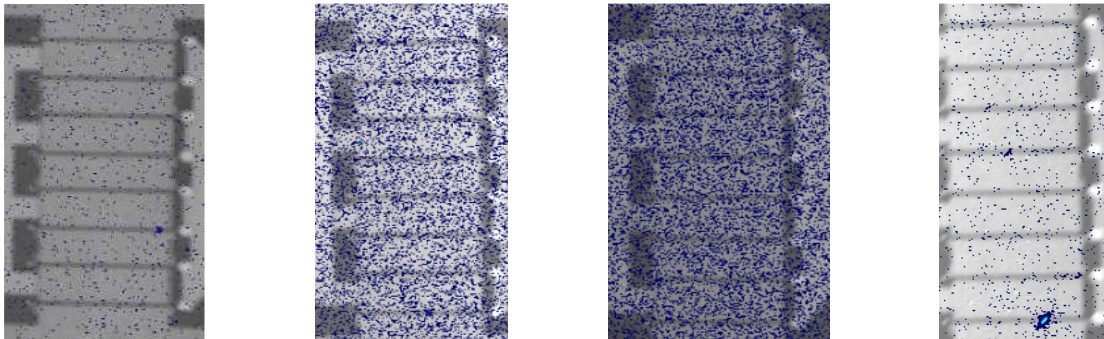
A5 ; 3000h ; « Belly shape » ;  $I_{DS} = 9 \mu A$

Figure 3-96 : Image de microscopie à émission de lumière obtenue par la face arrière sur un composant vieilli ; Grossissement :  $\times 50$  ;  $V_{DS} = 30 \text{ V}$  ;  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  ; Echelle EL : 0 - 4095

### 3.3.3.3 Mesures EMMI en mode diode polarisée en inverse

Des mesures de microscopie à émission de lumière ont ensuite été effectuées sur les diodes grille-source et grille-drain polarisées en inverse, de façon à déterminer si l'on retrouve les mêmes chemins de fuite en mode diode polarisée en inverse, et en mode transistor polarisé au blocage.

Les figures 3-97 et 3-98 présentent respectivement les images EMMI obtenues sur les diodes grille-source et grille-drain, polarisées en inverse, de composants vieillis (à  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  et  $V_{DS} = 30 \text{ V}$  à  $175 \text{ }^\circ\text{C}$ ).



D2 ; 3000 h  
Pas de « belly shape » ;  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  ;  $I_{GS} = 0,8 \mu A$

A5 ; 3000 h  
« belly shape » ;  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  ;  $I_{GS} = 2 \mu A$

A11 ; 4000 h  
Pas de « belly shape » ;  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  ;  $I_{GS} = 0,2 \mu A$

D10 ; 3000 h  
« belly shape » ;  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  ;  $I_{GS} = 8 \mu A$

Figure 3-97 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face arrière sur la diode grille-source polarisée en inverse de composants vieillis avec et sans l'effet « belly shape » ; Echelle EL : 0 - 511

D'après la figure 3-97, la signature EMMI de la diode grille-source à  $V_{GS} = -7 \text{ V}$  est noyée dans le bruit de mesure pour la plupart des composants du fait de la sensibilité de la caméra et du faible courant de fuite. En effet, seul un spot de lumière est observable sur la pièce D10, qui présente le courant de fuite le plus élevé.



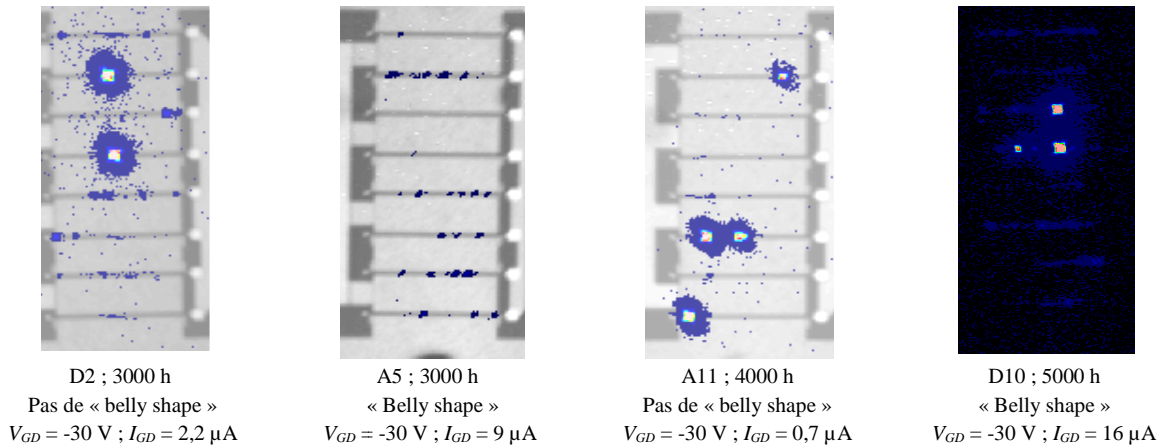


Figure 3-98 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face arrière sur la diode grille-drain polarisée en inverse de composants vieillis avec et sans l'effet « belly shape » ; Echelle EL : 0 - 4095

En comparant les images de microscopie à émission de lumière des figures 3-95 et 3-98, il apparaît que les signatures EMMI obtenues en mode transistor polarisé au blocage et sur la diode grille-drain polarisée en inverse présentent des spots d'émission de lumière communs. On en déduit que la signature EMMI obtenue en blocage est largement dominée par la diode grille-drain. Ceci confirme la localisation des spots de lumière, observés à  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V, au bord du pied de grille côté drain. Cependant, aucune différence significative n'est observée entre les composants avec et sans l'effet « belly shape ».

### 3.3.3.4 Mesures EMMI en mode diode polarisée en direct

L'effet « belly shape » étant observable sur la caractéristique en direct de la diode Schottky, des mesures de microscopie à émission de lumière ont donc été mises en œuvre sur les diodes grille-source et grille-drain polarisées en direct. La figure 3-99 présente les images EMMI obtenues sur les diodes grille-source polarisées en direct de composants de référence et de composants vieillis (à  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V à 175 °C) présentant l'effet « belly shape » après 3000, 4000 et 5000 heures de test.

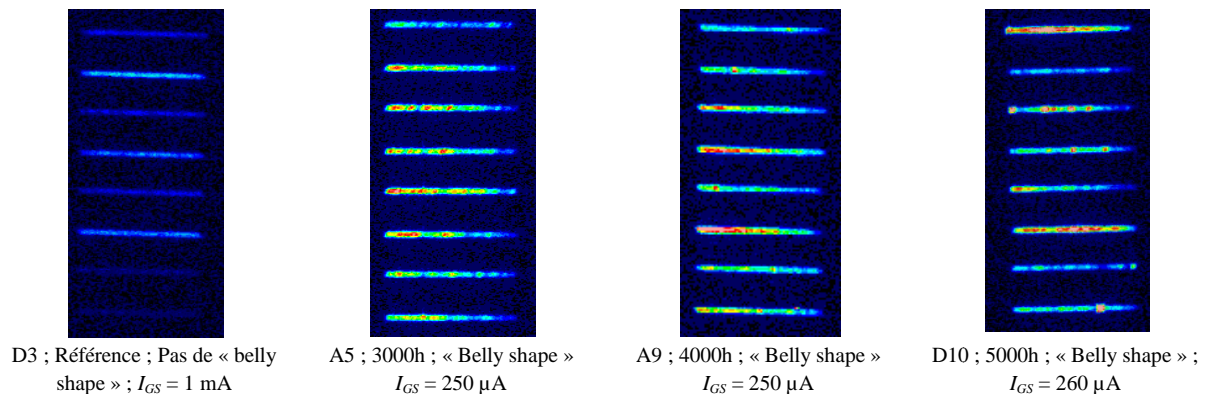


Figure 3-99 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face arrière sur la diode grille-source polarisée en direct de composants de référence et vieillis avec et sans l'effet « belly shape » ;  $V_{GS} = 1,3$  V ; Echelle EL : 0 - 511

Il apparait que l'émission de lumière de la diode sans l'effet « belly shape » est relativement uniforme le long de chaque doigt de grille et d'intensité similaire d'un doigt de grille à un autre, alors que la signature EMMI des diodes avec l'effet « belly shape » est très différente. En effet, on observe des spots de forte intensité et une émission de lumière inhomogène le long de chaque doigt de grille, ce qui peut révéler un contact Schottky non uniforme le long des doigts de grille.

La figure 3-100 présente les images EMMI obtenues sur les diodes grille-drain polarisées en direct de composants de référence et de composants vieillis (à  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V à  $175$  °C) présentant l'effet « belly shape » après 3000, 4000 et 5000 heures de test.

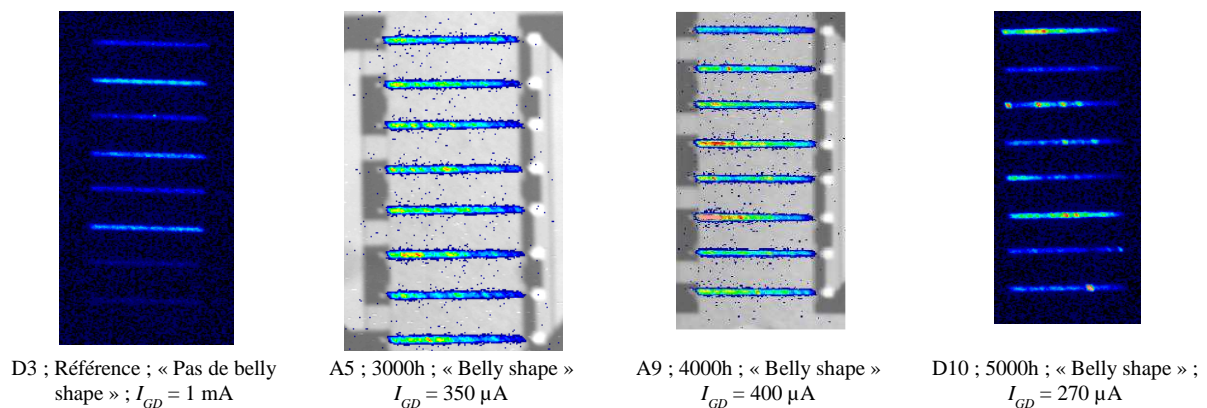


Figure 3-100 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face arrière sur la diode grille-drain polarisée en direct de composants de référence et vieillis avec et sans l'effet « belly shape » ;  $V_{GS} = 1,3$  V ; Echelle EL : 0 - 511

Dans les cas où la diode est polarisée en direct, l'intensité lumineuse semble étroitement reliée au niveau du courant mesuré. Donc, afin de s'assurer que les différences observées précédemment ne sont pas dues à la valeur du courant, les images EMMI obtenues sur des composants de référence et vieillis (5000 heures de test HTRB à  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V à  $175$  °C) ont été comparées à courant constant, comme illustré sur la figure 3-101.

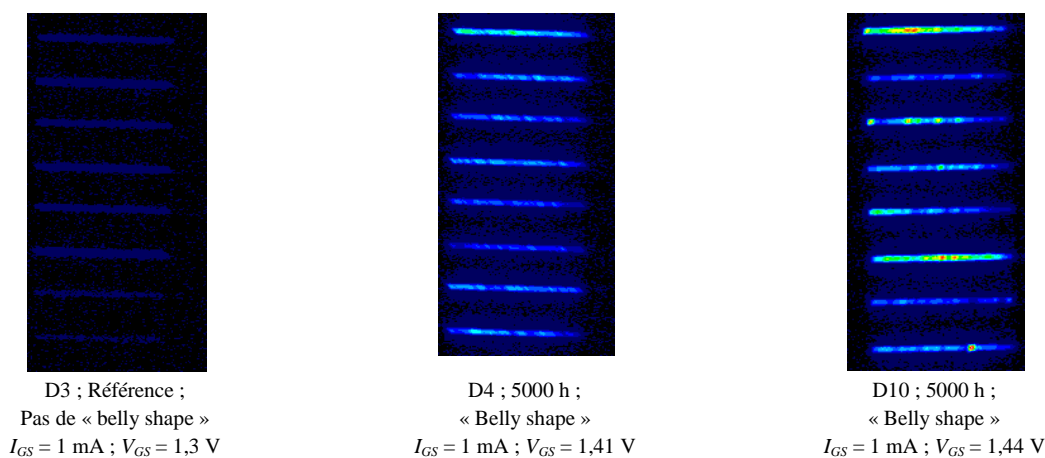


Figure 3-101 : Images de microscopie à émission de lumière obtenues par la face arrière sur la diode grille-source polarisée en direct de composants de référence et vieillis avec et sans l'effet « belly shape » à  $I_{GS} = 1$  mA ; Echelle EL : 0 - 4095

La comparaison des images de microscopie à émission de lumière obtenues à  $I_{GS} = 1 \text{ mA}$  montre bien que les composants présentant l'effet « belly shape » présentent également une signature EMMI atypique lorsque la diode est polarisée en direct, puisque l'on observe comme précédemment des spots de forte intensité sur certains doigts de grille et que l'intensité lumineuse varie d'un doigt de grille à l'autre.

De plus, il apparaît que plus l'amplitude de l'effet « belly shape » est importante, plus la signature EMMI obtenue sur la diode polarisée en direct présente des spots de forte intensité. En effet, l'amplitude de l'effet « belly shape » de la pièce D10 est plus importante que celle de la pièce D4 (figure 3-78).

Ainsi, nous pouvons supposer que les spots de forte intensité observés lorsque la diode est polarisée en direct révèlent une non uniformité du contact Schottky, et qu'ils permettent par conséquent de localiser les défauts physiques responsables de l'apparition de l'effet « belly shape ». Des analyses physiques sont par conséquent à prévoir afin de conclure.

Notons enfin que les images EMMI ont été obtenues à des tensions pour lesquelles on n'observe plus de « belly shape » du fait de la sensibilité de la caméra qui ne permet pas d'observer d'émission de lumière pour des tensions trop faibles ( $< 1 \text{ V}$ ). Il serait donc intéressant de pouvoir effectuer cette étude avec une caméra présentant une meilleure sensibilité et ainsi être en mesure d'obtenir la signature EMMI de la diode polarisée en direct à des tensions pour lesquelles on observe l'effet « belly shape ».

### **3.3.4 Détection des pièces à risque**

Bien qu'aucune défaillance n'ait été attribuée à l'effet « belly shape » jusqu'à maintenant, il s'agit d'un effet parasite dont l'impact sur la fiabilité n'est pas clairement déterminé. Il est donc important pour UMS de trouver un moyen d'éliminer, avant leur mise en essai, les pièces susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement.

#### **3.3.4.1 Corrélation avec les paramètres électriques initiaux**

Les paramètres électriques initiaux (avant la mise en essai) de composants de la technologie GH25 ayant subi des tests de vieillissement de type HTRB et HTOL ont été analysés afin de déterminer s'il existe une relation entre la présence de l'effet « belly shape » et la valeur des paramètres électriques principaux des transistors tels que :  $I_{DSPLS}$ , la tension de seuil  $V_{Th}$ , le facteur d'idéalité de la diode  $n$ , la hauteur de barrière de la diode  $\Phi_B$  et le courant de fuite de grille à haute tension  $I_{GLHV}$ .

La figure 3-102 présente la distribution des principaux paramètres électriques initiaux de 50 DEC (Dynamic Evaluation Circuit) en fonction de l'apparition ou non de l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement.

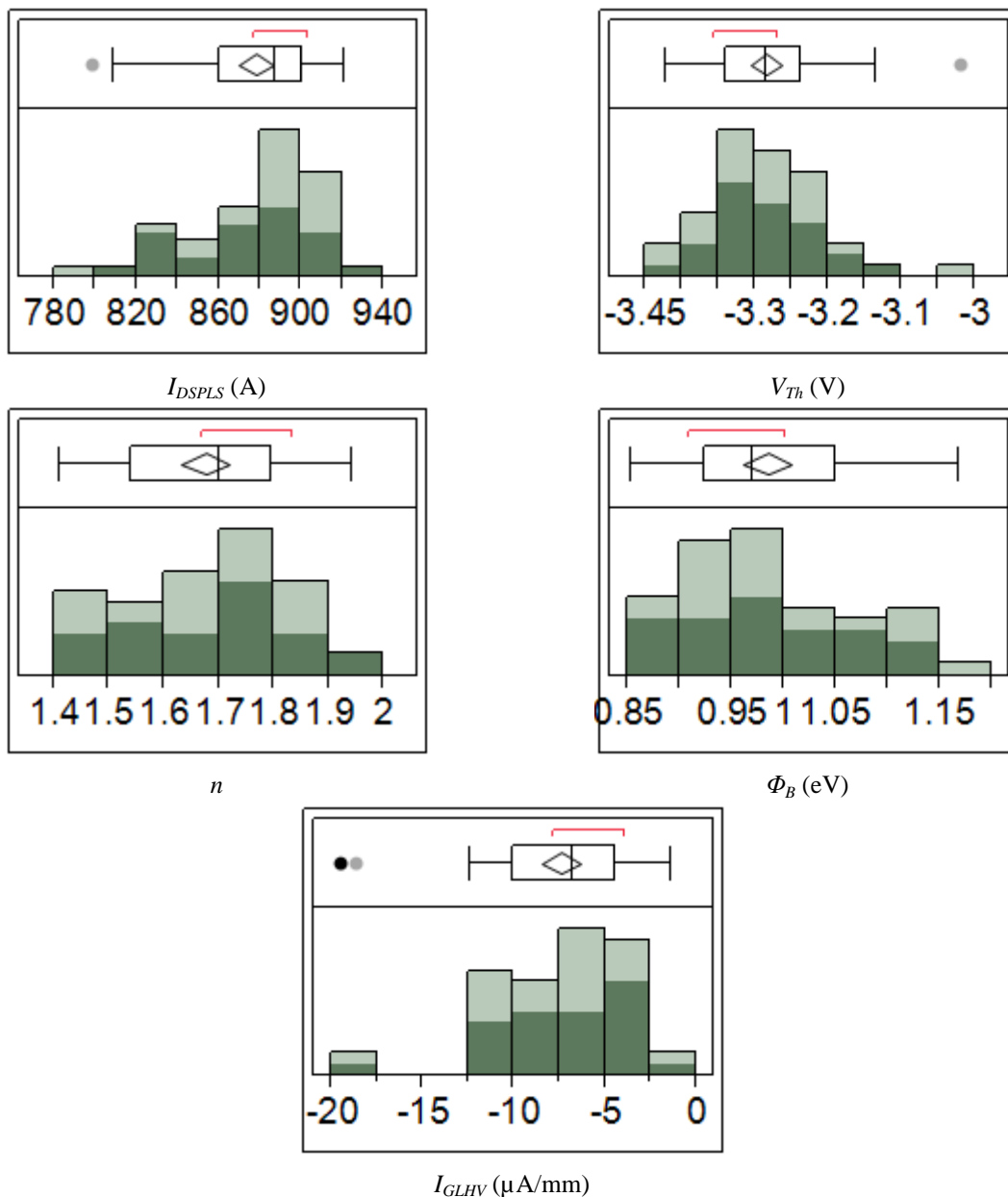


Figure 3-102 : Distribution des paramètres électriques initiaux de composants ayant présenté (en vert foncé) et n'ayant pas présenté (en vert clair) l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement

La répartition des composants avec et sans l'effet « belly shape » montre qu'il est impossible de différencier, à partir des paramètres électriques initiaux, les composants qui vont présenter l'effet « belly shape » de ceux qui n'en présenteront pas au cours des tests de vieillissement.

### 3.3.4.2 Corrélation avec la position sur le wafer

Le lien entre la position sur le wafer et l'apparition de l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement a été étudié. En effet, une répartition non uniforme sur le wafer des composants présentant l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement pourrait révéler un problème intervenu au cours du procédé de fabrication. La figure 3-103 présente la cartographie de la position sur le wafer des 50 composants testés : les points rouges, verts et violets représentent respectivement les composants testables, les composants n'ayant pas présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement, et ceux ayant présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement.

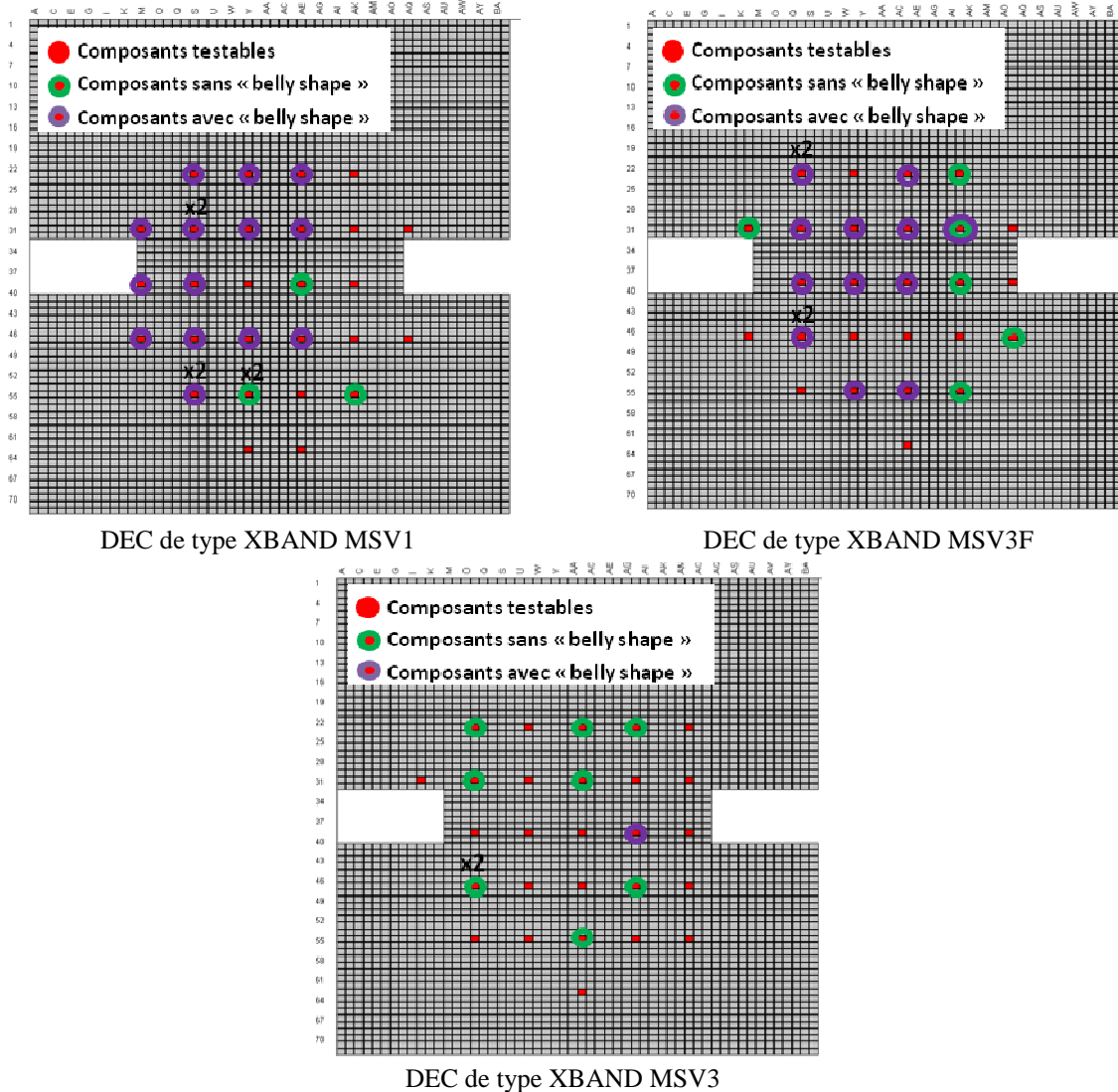


Figure 3-103 : Cartographie de la position sur le wafer des DEC ayant présenté (en violet) et n'ayant pas présenté (en vert) l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement

La répartition des composants ayant présenté ou non l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement ne présente aucune particularité. Ceci signifie que l'effet « belly shape » ne peut pas être corrélé à une étape technologique.

### 3.3.4.3 Corrélation avec le mécanisme de « runaway »

Nous avons vu un peu plus tôt au cours de ce chapitre que le mécanisme de « runaway » est un mécanisme de fin de vie des technologies à base de GaN et qu'une méthode de tri basée sur la mesure d'une tension appelée  $V_{DSrunaway}$ , qui traduit la sensibilité des transistors vis-à-vis de ce mécanisme, avait été mise en place (§ 3.2.4.1).

Dans le cas où le mécanisme de « runaway » et l'effet « belly shape » seraient corrélés, la méthode de tri développée pour le mécanisme de « runaway » permettrait alors d'éliminer les pièces susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement. Nous proposons donc d'étudier s'il existe une corrélation entre les deux mécanismes, c'est-à-dire entre la valeur de  $V_{DSrunaway}$  et la présence de l'effet « belly shape ».

La figure 3-104 présente l'évolution en fonction de  $V_{DS}$  de  $dI_{GS}/dV_{DS}$ , calculée au cours du test d'évaluation de la sensibilité des composants vis à vis du mécanisme de « runaway », de 50 composants de la technologie GH25 avant leur mise en essai : les courbes en rouge correspondent aux composants qui ont présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement, et celles en bleu correspondent à ceux qui ne l'ont pas présenté.

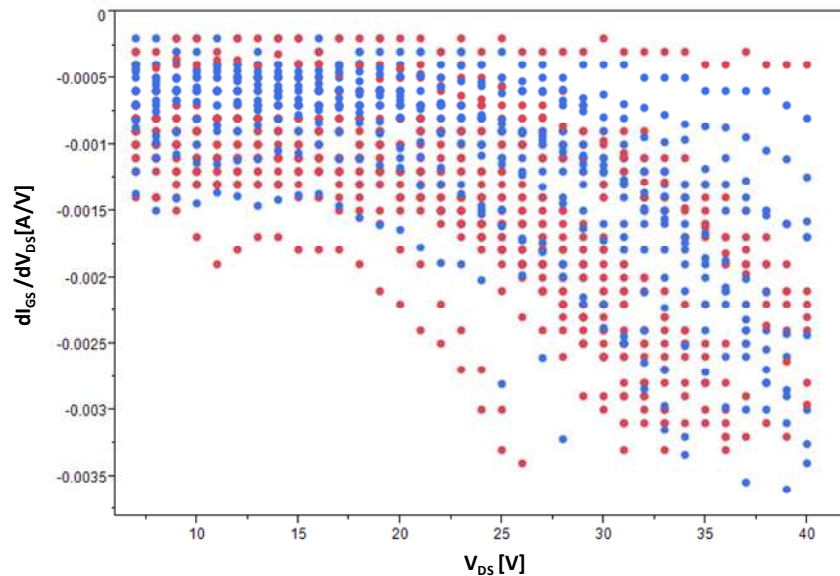


Figure 3-104 : Evolution en fonction de  $V_{DS}$  de  $dI_{GS}/dV_{DS}$ , calculée au cours du test d'évaluation de la sensibilité des composants vis à vis du mécanisme de « runaway », de composants ayant (en rouge) et n'ayant pas (en bleu) présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement

Aucune corrélation n'est observée entre la méthode de tri utilisée pour le mécanisme de « runaway » et l'apparition de l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement. En effet, des composants dont la valeur de  $V_{DSrunaway}$  (valeur de  $V_{DS}$  pour laquelle la valeur de  $dI_{GS}/dV_{DS}$  est égale à -0,002 A/V) est relativement élevée ont présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement, et des composants dont la valeur de  $V_{DSrunaway}$  est faible en ont présenté également.

L'effet « belly shape » apparaît généralement après seulement quelques heures de test, mais il arrive que ce dernier n'apparaisse qu'après plusieurs centaines d'heures. Le temps au bout duquel l'effet « belly shape » apparaît a donc été étudié en fonction de la valeur de  $V_{DSrunaway}$  comme illustré sur la figure 3-105 : les points en rouge indiquent que les composants ont présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement, et ceux en bleu indiquent que les composants n'en ont pas présenté.

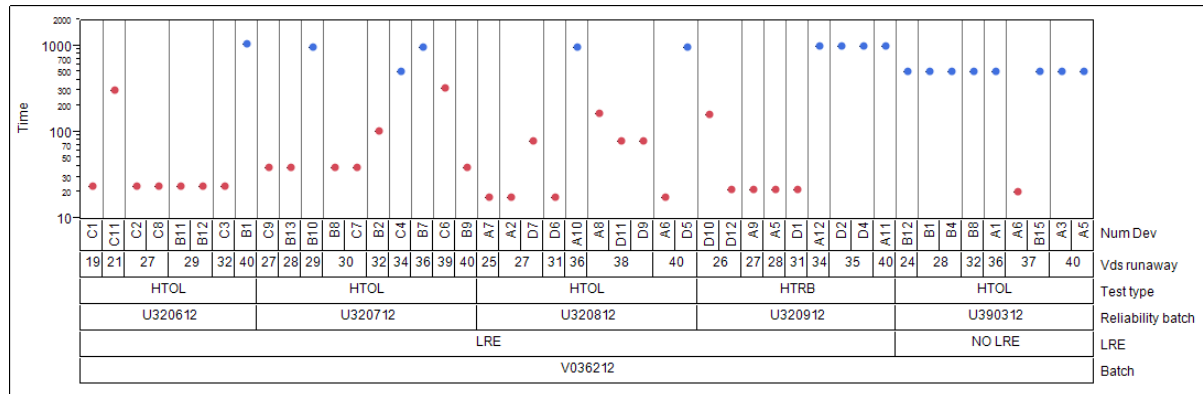


Figure 3-105 : Corrélation entre le temps de vieillissement écoulé avant l'apparition de l'effet « belly shape » et la valeur de  $V_{DSrunaway}$  ; les composants ayant présenté l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement sont représentés en rouge et ceux n'ayant pas présenté l'effet « belly shape » apparaissent en bleu ; pour chaque essai les composants sont ordonnés selon la valeur de  $V_{DSrunaway}$

D'après la figure 3-105, le composant C11 du lot U320612 ne présente l'effet « belly shape » qu'après 300 heures de test HTOL alors qu'il présente une valeur de  $V_{DSrunaway}$  relativement faible de 21 V. A l'inverse, le composant B9 du lot U320712 présente une valeur de  $V_{DSrunaway}$  relativement élevée de 40 V, mais l'effet « belly shape » apparaît dès la première mesure de reprise après 48 heures de test. Pour finir, le composant A6 du lot U320812 présente l'effet « belly shape » dès la première mesure de reprise alors que le composant D5, qui présente la même valeur de  $V_{DSrunaway}$ , ne présente toujours pas l'effet « belly shape » après 1000 heures de test. Ceci nous amène à la conclusion que les mécanismes de « runaway » et l'effet « belly shape » ne sont pas corrélés.

Il est donc nécessaire de mettre en place un test de tri spécifique à l'effet « belly shape ».

### 3.3.4.4 Définition d'un test de « burn-in »

Devant la nécessité de mettre en place un test permettant d'identifier les composants susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement, des tests HTOL ou HTRB de courte durée ont été mis en œuvre. Un logiciel a été spécifiquement développé sous *Labview* pour suivre l'évolution du courant de grille et de drain au cours de ces tests et mesurer la caractéristique en direct de la diode Schottky à intervalles réguliers.

Un test de type HTRBSS (« High Temperature Reverse Bias Step Stress ») a tout d’abord été mis en œuvre sur deux DEC présentant 8 doigts de grille de 125  $\mu\text{m}$  de large et provenant du lot U300412 de la technologie GH25 : A3 et A13. Le test, dont les conditions sont précisées dans le tableau 3-6, consiste à polariser le transistor au blocage et à augmenter la tension  $V_{DS}$  à chaque nouveau palier tout en observant l’évolution du courant de grille et celle de la caractéristique en direct de la diode Schottky.

Type de test	HTRBSS
Température (°C)	175
Durée des paliers (min)	10
Nombre de palier	6
$V_{GS}$ (V)	-7
$V_{DS}$ début (V)	20
$V_{DS}$ fin (V)	45

Tableau 3-6 : Conditions du test de type HTRBSS

La figure 3-106 présente l’évolution en fonction du temps des courants de grille des composants testés et les caractéristiques en direct de la diode Schottky mesurées à la fin de chaque palier au cours du test HTRBSS.

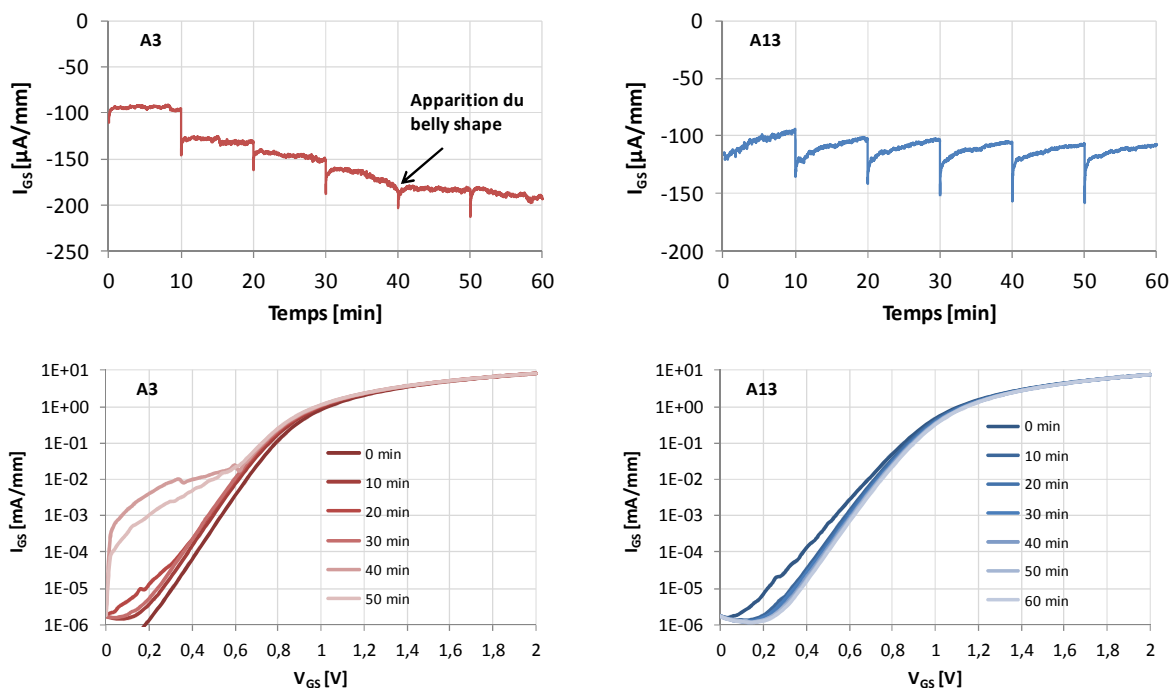


Figure 3-106 : Evolution en fonction du temps du courant de grille (en haut) et évolution de la caractéristique en direct de la diode Schottky (en bas) au cours du test HTRBSS

En comparant l’évolution des courants de grille en fonction du temps des composants A3 et A13, il apparaît deux comportements différents. Dans le cas du composant A3, le courant  $I_{GS}$  reste à peu près constant pendant les paliers, sauf entre 30 et 40 minutes où il augmente en valeur absolue. Ceci se traduit par une dégradation de la caractéristique en direct de la diode



Schottky puisque l'effet « belly shape » apparaît au même moment. En revanche dans le cas du composant A13, le courant  $I_{GS}$  diminue progressivement en fonction du temps pendant les paliers et aucune dégradation n'est constatée sur les caractéristiques en direct de la diode Schottky. Ceci montre qu'il est possible d'identifier les composants susceptibles de présenter l'effet « belly shape » par un test de type « burn-in ».

Un test de 60 minutes n'étant cependant pas compatible avec les contraintes de temps liées à la production en milieu industriel, nous avons mis en œuvre un test de type HTRB avec une tension  $V_{DS}$  plus élevée et une température de 125 °C (qui correspond à la température à laquelle le test de tri du mécanisme de « runaway » est effectué) afin de diminuer la durée du test. Le tableau 3-7 présente les conditions retenues pour ce test de « burn-in ».

<b>Type de test</b>	HTRB
<b>Température (°C)</b>	125
<b>Durée des paliers (min)</b>	1
<b>Nombre de palier</b>	10
<b><math>V_{GS}</math> (V)</b>	-7
<b><math>V_{DS}</math> (V)</b>	80

Tableau 3-7 : Conditions du test de « burn-in »

La figure 3-107 présente l'évolution en fonction du temps, des courants de grille de transistors de la technologie GH25 provenant du lot V036212 et présentant différentes topologies (4x75V3S, 4x75V9, 8x125V3S, 16x100V3S et 8x250V3S), au cours du test de « burn-in » décrit dans le tableau 3-7.

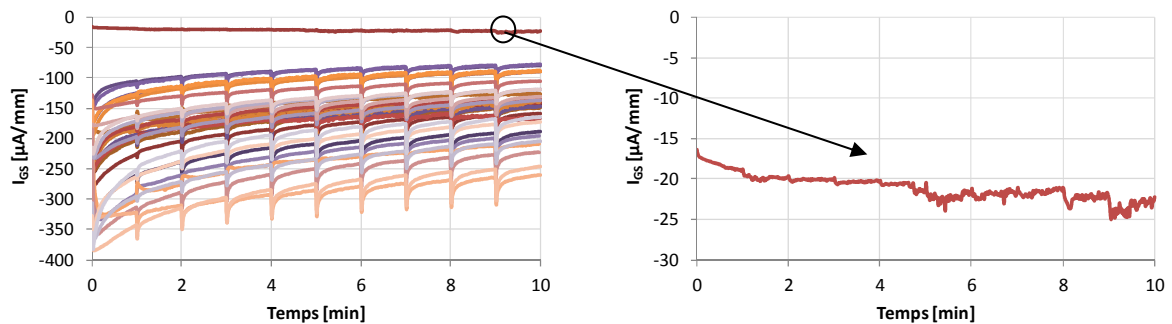


Figure 3-107 : Evolution en fonction du temps du courant de grille de plusieurs composants de la technologie GH25 au cours du test de « burn-in »

Le test de « burn-in » a permis de mettre en évidence un comportement atypique (similaire à celui du composant A3 sur la figure 3-106) sur un seul des composants testés : un transistor de type 8x125V3S noté AH19. En effet, le courant de grille de ce transistor augmente en valeur absolue pendant le test, alors qu'il diminue pour les autres composants.

Plusieurs transistors de type 8x125V3S ont alors été soumis à un test HTRB ( $V_{GS} = -7$  V,  $V_{DS} = 30$  V,  $T_c = 125$  °C) pendant plusieurs heures à l'issue du test de « burn-in », l'objectif étant de déterminer si le composant AH19 se comporte différemment des autres composants au cours du test de vieillissement.

La figure 3-108 présente l'évolution des courants de grille au cours du test de « burn-in », et les caractéristiques en direct de la diode Schottky, mesurées avant et après le test de type HTRB, de 5 composants de type 8x125V3S : AH19, AH27, AH35, AH43 et AH51.

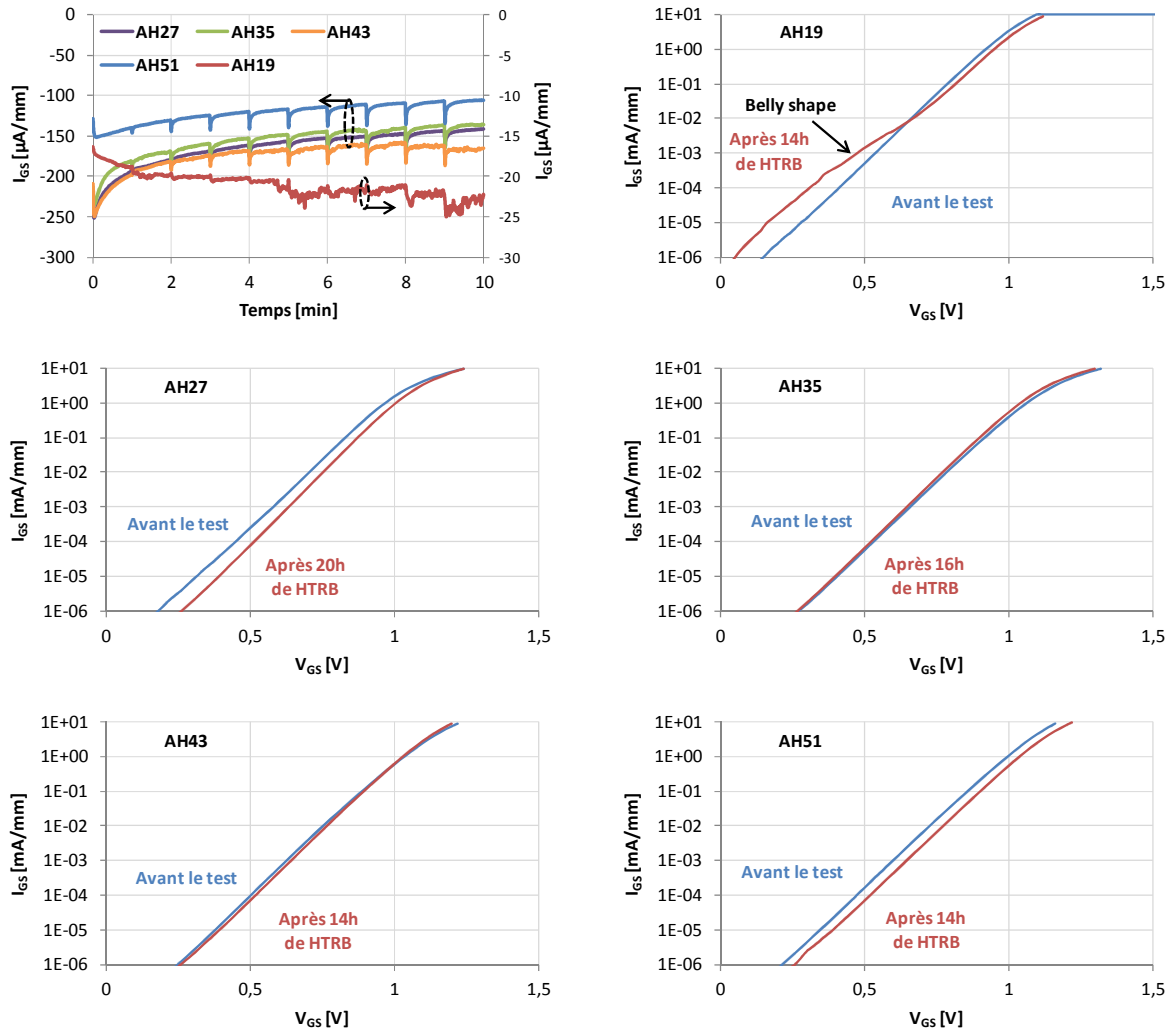


Figure 3-108 : Evolution en fonction du temps du courant de grille au cours du test de « burn-in » et caractéristiques en direct de la diode Schottky avant (en bleu) et après (en rouge) un test de type HTRB ;  $V_{GS}$  est croissant ;  $T = 125$  °C

Ainsi, le composant qui présente l'effet « belly shape » à l'issue du test HTRB est le seul à présenter une évolution de  $I_{GS}$  atypique au cours du test de « burn-in » : sa valeur absolue augmente et son évolution est plus bruitée. Ceci indique que le test de « burn-in » proposé permet d'identifier les composants susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement.

### 3.3.5 Synthèse et conclusions

En conclusion, l'effet parasite appelé « belly shape » se caractérise par l'apparition d'un courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky pour des faibles valeurs de  $V_{GS}$ , et apparaît principalement sur les composants de la technologie GH25 au cours des tests de vieillissement.

L'analyse électrique a permis de montrer que l'effet « belly shape » est dû à la présence d'un chemin de conduction dépendant de la tension appliquée, et que l'effet « belly shape » peut s'expliquer par une combinaison de plusieurs mécanismes de conduction superposés à l'émission thermo-ionique.

Les mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille effectuées sur la diode polarisée en direct ont permis de montrer que la présence de l'effet « belly shape » se traduit par du bruit de génération-recombinaison, et que le niveau de bruit en  $1/f$  est d'autant plus élevé que l'amplitude de l'effet « belly shape » est grande ; ce qui signifie que l'effet « belly shape » est dû à un mécanisme de piégeage et de dé-piégeage, et traduit la présence de défauts dans le cristal et/ou à l'interface métal/semi-conducteur. Notons que des mesures en température sont cependant nécessaires afin de déterminer s'il s'agit bien d'une composante de génération-recombinaison ou non.

La caractérisation électrique en fonction de la température a permis de montrer que l'amplitude de l'effet « belly shape » diminue à mesure que la température augmente. En revanche, aucun mécanisme de conduction n'a été trouvé prédominant.

Enfin, il a été montré que les pièges responsables de l'apparition de l'effet « belly shape » sont situés au niveau de l'interface métal/semi-conducteur ou en bordure du pied de grille, et non pas à la surface du semi-conducteur dans l'espace grille-drain ou grille-source puisque cela entraînerait une diminution du courant de drain en mode transistor.

L'analyse électro-optique a révélé que la signature EMMI des diodes, polarisées en direct, de composants ne présentant pas l'effet « belly shape », est relativement uniforme le long de chaque doigt de grille et d'intensité similaire d'un doigt de grille à un autre, alors que celle des diodes de composants présentant l'effet « belly shape » est très différente : on peut y observer des spots de forte intensité et une émission de lumière inhomogène le long de chaque doigt de grille, ce qui peut révéler un contact Schottky non uniforme le long des doigts de grille. Il a donc été supposé que les spots de forte intensité observés lorsque la diode est polarisée en direct révèlent une non uniformité du contact Schottky et qu'ils permettent par conséquent de localiser les défauts physiques responsables de l'apparition de l'effet « belly shape ». Des analyses physiques sont donc à prévoir afin de conclure.

On peut toutefois proposer le mécanisme suivant pour expliquer l'apparition de l'effet « belly shape ». Des défauts sont créés au bord du pied de grille au niveau de l'interface métal/semi-conducteur/passivation sous les effets du champ électrique et de la température.

Ces défauts induisent alors la formation d'un chemin de conduction parasite dépendant de la tension  $V_{GS}$  appliquée. En effet, les pièges supposés responsables de l'apparition de l'effet « belly shape » ne sont activés que pour de faibles valeurs de  $V_{GS}$ , c'est-à-dire pour des tensions auxquelles la zone de charge d'espace est très peu étendue. La figure 3-109 donne une représentation schématique du mécanisme de l'effet « belly shape ».

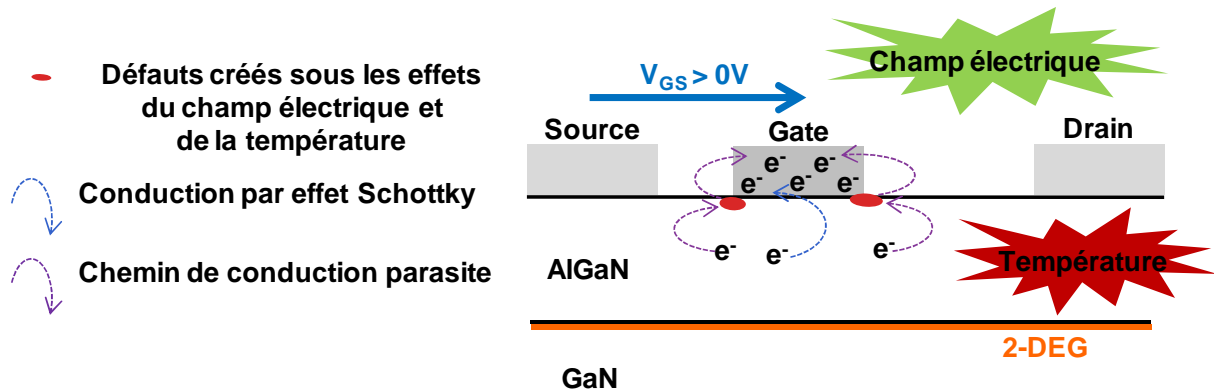


Figure 3-109 : Représentation schématique du mécanisme de l'effet « belly shape »

Ainsi, la probabilité que les électrons empruntent ce chemin de conduction parasite est plus importante pour des tensions  $V_{GS}$  comprises entre 0 et 1 V, que pour des tensions  $V_{GS}$  supérieures à 1 V, comme illustré sur la figure 3-110.

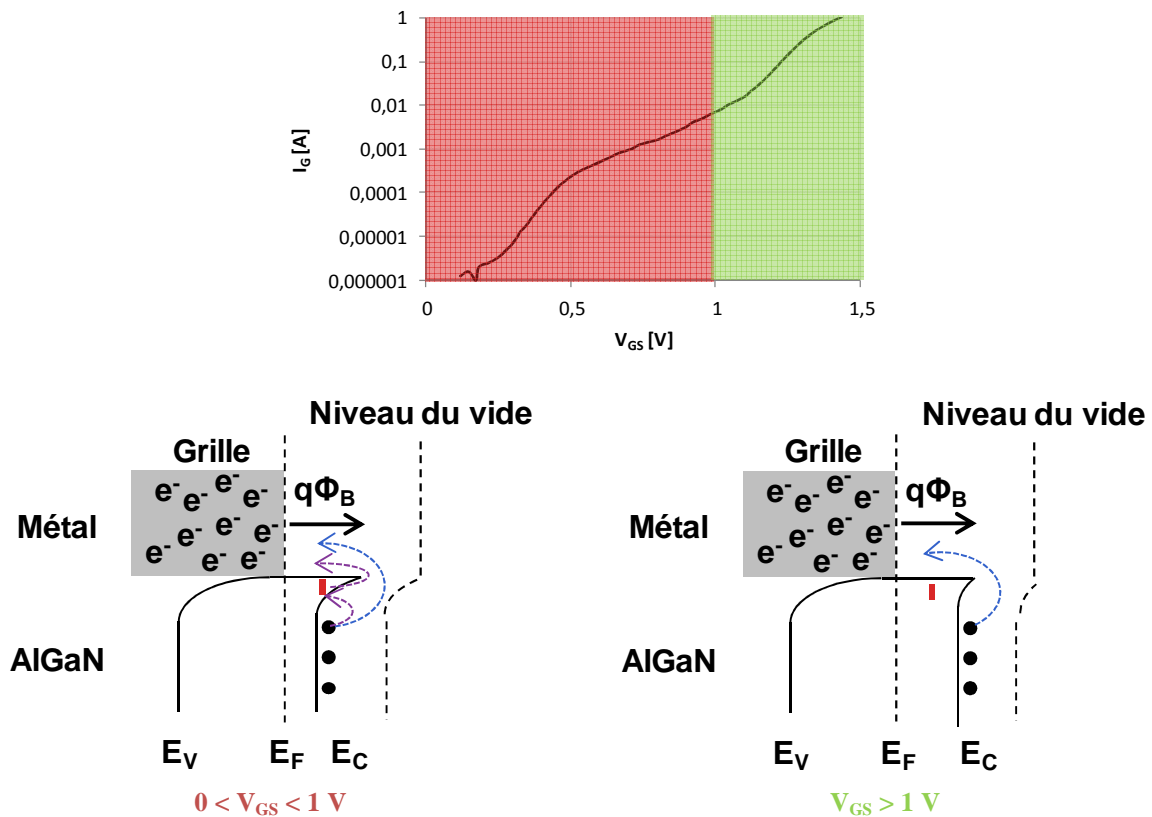


Figure 3-110 : Caractéristique en direct de la diode Schottky d'un composant présentant l'effet « belly shape » (en haut), et représentation schématique de l'effet « belly shape » au niveau des bandes d'énergie (en bas)

Pour finir, une étude a montré que l'effet « belly shape » est indépendant des paramètres électriques initiaux des transistors et de la position des composants sur le wafer. Le lien avec le mécanisme de « runaway » a également été étudié, et il en est ressorti que les deux phénomènes sont indépendants. Enfin, un test de « burn-in » permettant d'identifier les pièces susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement a été proposé :  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 80$  V pendant 10 minutes à 125 °C. En effet, les pièces susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement présentent une évolution de  $I_{GS}$  atypique au cours du test de « burn-in » : sa valeur absolue augmente et son évolution est plus bruitée au cours du temps.

### 3.4 Conclusions du chapitre

Au cours de ce troisième chapitre, nous avons étudié les principales anomalies de fonctionnement rencontrées sur les technologies GH50 et GH25. La figure 3-111 recense l'ensemble des effets parasites de fonctionnement observés au cours de ces travaux.

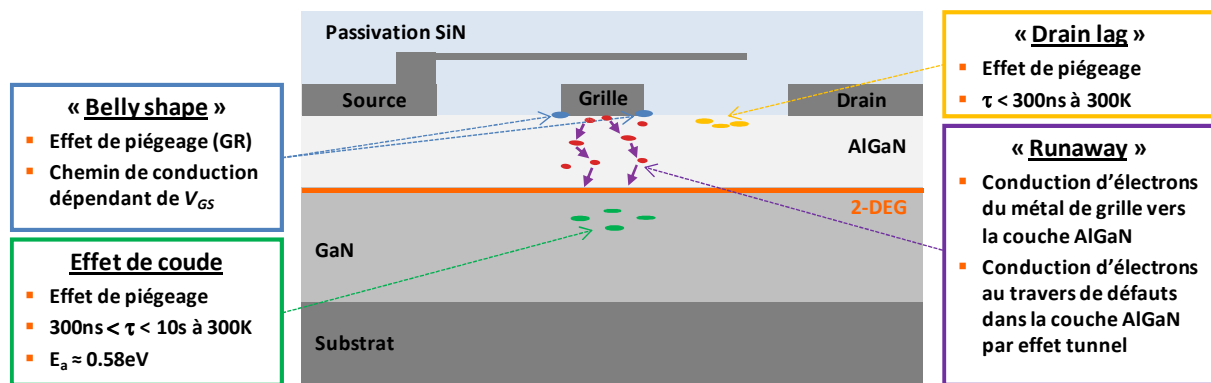


Figure 3-111 : Schéma récapitulatif des effets parasites de fonctionnement rencontrés sur les technologies GH50 et GH25

L'effet de coude n'est observable qu'à la suite d'une excitation électrique et est dû à des mécanismes de piégeage et de dé-piégeage d'électrons dont les constantes de temps sont de l'ordre de la dizaine de seconde à 300 K. L'effet de coude a été associé à un processus d'émission d'électrons d'énergie d'activation de l'ordre de 0,58 eV. Nous avons supposé que les pièges responsables de son apparition sont situés dans la couche GaN en dessous de la grille, et que les électrons piégés entraînent une diminution la densité de porteur dans le canal. Ainsi, nous supposons que les électrons sont capturés au cours d'une phase d'excitation sous l'effet du champ électrique et sont libérés suivant deux processus : un dé-piégeage rapide, dû à l'ionisation des pièges par des électrons chauds, qui intervient sous un champ électrique croissant lorsque  $V_{DS}$  atteint la valeur  $V_{DSkink}$ , et un dé-piégeage plus lent, dominé par une émission thermique suivant une loi de type exponentielle, dont la constante de temps diminue à mesure que la température augmente.

Les effets dits de « drain-lag » ont été observés en DC pulsé pour les points de polarisation (-3 V ; 15 V) et (-3 V ; 30 V) et sont liés à des pièges rapides situés dans la région grille-drain. Ces pièges définissent une grille virtuelle dans la zone grille-drain qui influence la densité de porteurs circulant dans le canal et entraîne par conséquent une chute du courant de drain. Plus la tension  $V_{GD0}$  ( $V_{GS0} - V_{DS0}$ ) est élevée, plus les effets de « drain-lag » sont importants.

Le mécanisme de « runaway » est un mécanisme de fin de vie de la technologie GH50 également observable sur la technologie GH25. Cet effet parasite de fonctionnement est présent à l'état initial. Il se manifeste en DC sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  par une augmentation simultanée du courant de drain (qui peut être compensée par les effets d'auto-échauffement à canal ouvert) et du courant de grille quand la tension  $V_{DS}$  augmente en régime de saturation, et sur les caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  par une augmentation en valeur absolue du courant de grille à mesure que  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V. Le mécanisme de « runaway » se traduit d'autre part en RF par une augmentation du courant de grille RF induisant une diminution de la puissance de sortie RF sous forte compression. Le seuil de déclenchement en  $V_{DS}$  du mécanisme de « runaway » diminue d'autant plus que la tension  $V_{GS}$  s'approche de 0 V (c'est-à-dire à canal ouvert) et que la température augmente. Les composants présentant un grand développement de grille sont par conséquent plus sensibles au mécanisme de « runaway ». En revanche, la vitesse à laquelle le courant de grille augmente en valeur absolue par rapport à la tension  $V_{DS}$  est indépendante de la température. Les mesures électro-optiques mises en œuvre en thermographie infrarouge et en microscopie à émission de lumière ont permis de montrer que le mécanisme de « runaway » se produit dans l'ensemble de la structure et qu'il n'est pas dû à la présence d'un défaut ponctuel. Ainsi, le mécanisme suivant a été proposé : les électrons sont tout d'abord extraits du métal de grille vers le semi-conducteur sous l'effet du champ électrique et de la température, puis ils sont acheminés vers le canal du HEMT par effet tunnel sous l'effet du champ électrique du fait de la présence de défauts dans la couche AlGaIn, provoquant ainsi une augmentation des courants de grille et de drain. Enfin, il a été montré que, dans le cas du mécanisme de « runaway », le courant de grille augmente en valeur absolue lorsque  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V, ce qui se traduit par une dérivée  $dI_{GS}/dV_{GS}$  négative.

L'effet « belly shape » se caractérise par l'apparition d'un courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky pour des faibles valeurs de  $V_{GS}$ , et apparaît au cours des tests de vieillissement après seulement quelques heures de test. Nous avons montré que l'effet « belly shape » est dû à la présence d'un chemin de conduction parasite dépendant de la tension appliquée et qu'il peut s'expliquer par une combinaison de plusieurs mécanismes de conduction superposés à l'émission thermo-ionique. Les mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille ont permis de montrer que la présence de l'effet « belly shape » se traduit par du bruit de génération-recombinaison, et que le niveau de bruit en 1/f est d'autant plus élevé que l'amplitude de l'effet « belly shape » est grande. Ce qui signifie que l'effet « belly shape » est dû à un mécanisme de piégeage et de dé-piégeage, et traduit la présence de défauts dans le cristal et/ou à l'interface métal/semi-conducteur. Notons cependant que la réalisation de mesures en fonction de la température est nécessaire afin de

déterminer s'il s'agit bien d'une composante de génération-recombinaison ou non. La mise en œuvre de mesures EMMI a révélé que le contact Schottky des composants présentant l'effet « belly shape » n'est pas uniforme le long des doigts de grille contrairement aux composants ne présentant pas l'effet « belly shape », ce qui pourrait indiquer la présence de défauts physiques. Ainsi, nous supposons que l'effet « belly shape » est dû à la formation d'un chemin de conduction parasite, dépendant de la tension  $V_{GS}$  appliquée, induit par la création de défauts au niveau de l'interface métal/semi-conducteur sous les effets du champ électrique et de la température. Des analyses physiques sont donc à prévoir afin de conclure vis-à-vis de son origine. Enfin, nous avons proposé un test de « burn-in » permettant d'identifier les pièces susceptibles de présenter l'effet « belly shape » au cours des tests de vieillissement.

## Références du chapitre 3

---

[Beaumler2010] “Investigation of leakage current of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs under pinch-off condition by electroluminescence microscopy”, M. Baumler *et al.* *Journal of Electronics Materials*, Vol. 39, p. 756-760, 2010

[Bisi2013] “Deep-Level Characterization in Ga<sub>N</sub> HEMTs-Part I: Advantages and Limitations of Drain Current Transient Measurements”, D. Bisi, M. Meneghini, C. de Santi, A. Chini, M. Dammann, P. Brückner, M. Mikulla, G. Meneghesso, and E. Zanoni. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 60, No. 10, October 2013, p.3166-3175

[Brar2002] “Impact Ionization in High Performance AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs”, B. Brar, K. Boutros, and R. E. DeWames. *IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices, 2002, Proceedings*, p. 487-491

[Carisetti2011] “Infrared Thermography developments for III-V transistors and MMICs”, D. Carisetti, M. Bouya, O. Bezencenet, B. Servet, J-C. Clément, B. Lambert, L. Caille, N. Malbert, and N. Labat. *ISTFA 2011: Conference Proceedings of the 37th International Symposium for Testing and Failure Analysis*, p. 229-233

[Chiu2005] “Electron conduction mechanism and band diagram of sputter-deposited Al/ZrO<sub>2</sub>/Si structure”, F-C. Chiu, Z-H. Lin, C-W. Chang, C-C. Wang, K-F. Chuang, C-Y. Huang, J.Y. Lee, and H-L. Hwang. *Journal of Applied Physics* 97, 034506, 2005

[Chung2002] “Junction Temperature Induced Thermal Snapback Breakdown of MOSFET Device”, Young S. Chung. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 23, No. 10, October 2002, p.615-617

[Chvala2010] “Characterization of electrical properties of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Schottky diode at very high temperature”, A. Chvála, D. Donoval, R. Šramatý, J. Marek, J. Ková, P. Kordoš and J. Škriniarová. *8th International Conference on Advanced Semiconductor Devices & Microsystems (ASDAM), 2010*, p. 115-118

[Cuerdo2009] “The Kink Effect at Cryogenic Temperatures in Deep Submicron AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs”, R. Cuerdo, Y. Pei, Z. Chen, S. Keller, S. P. DenBaars, F. Calle, and U. K. Mishra. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 30, No. 3, March 2009, p.209-212

[Curutchet2005] “Etude du bruit aux basses fréquences dans les Transistors à Haute Mobilité Electronique à base de Nitrure de Gallium”, A. Curutchet. *Manuscrit de doctorat, laboratoire IMS, Université Bordeaux I, 2005*



**[Dammann2012]** “Reverse Bias Stress Test of GaN HEMTs for High-Voltage Switching Applications”, M. Dammann, H. Czap, J. Rüster, M. Baeumler, F. Gütle, P. Waltereit, F. Benkhelifa, R. Reiner, M. Cäsar, H. Konstanzer, S. Müller, R. Quay, M. Mikulla, O. Ambacher. *IEEE International Integrated Reliability Workshop Final Report (IRW), 2012, p. 105 - 108*

**[Dia2010]** “Thermo-sensitive snapback behavioral model intended for electro-thermal simulation of power MOSFETs”, H. Dia, P. Tounsi, J-M. Dorkel. *16th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2010*

**[Gassoumi2011]** “The effects of gate length variation and trapping effects on the transient response of AlGaIn/GaN HEMT’s on SiC substrates”, M. Gassoumi, M.M. Ben Salem, S. Saadaoui, B. Grimbert, J. Fontaine, C. Gaquiere, H. Maaref. *Microelectronic Engineering vol. 88 issue 4 April, 2011. p. 370-372*

**[Hopper2008]** “Thermal measurement a requirement for monolithic microwave integrated circuit design”, R. Hopper, and C.H. Oxley. *Proc ARMMS Conference, 07-08 April, Oxfordshire, 2008*

**[Ivo2011]** “Comparative study of AlGaIn/GaN HEMTs robustness versus buffer design variations by applying Electroluminescence and electrical measurements”, P. Ivo, A. Glowacki, E. Bahat-Treidel, R. Lossy, J. Würfl, C. Boit, G. Tränkle. *Microelectronics Reliability 51, 2011, p. 217-223*

**[Joh2011]** “A Current-Transient Methodology for Trap Analysis for GaN High Electron Mobility Transistors”, J. Joh, J. A. del Alamo. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 58, No. 1, January 2011, p. 132-140*

**[Killat2013]** “Fe-doped AlGaInGaIn HEMTs : Kink-Effect Screening using Yellow Luminescence”, N. killat, M. J. Uren, D. J. Wallis, T. Martin and M. Kuball. *CS MANTECH Conference, May 13th - 16th, 2013, New Orleans, Louisiana, USA, p. 113-116*

**[Kotani2005]** “Lateral tunneling injection and peripheral dynamic charging in nanometerscale Schottky gates on AlGaIn/GaN heterostructure transistors”, J. Kotani, S. Kasai, T. Hashizume, and H. Hasegawa. *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures, 23(4), p. 1799-180, 2005*

**[Lambert2012]** “Reliability data’s of 0.5  $\mu\text{m}$  AlGaIn/GaN on SiC technology qualification”, B. Lambert, J. Thorpe, R. Behtash, B. Schauwecker, F. Bourgeois, H. Jung, J. Bataille, P. Mezenge, C. Gourdon, C. Ollivier, D. Floriot, H. Blanck. *Microelectronics Reliability 52(9-10), p. 2200-2204 (2012)*

**[Lee2012]** “An Investigation on Barrier Inhomogeneities of 4H-SiC Schottky Barrier Diodes Induced by Surface Morphology and Traps”, K-Y. Lee, Y-H. Huang. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 59, No. 3, March 2012, p. 694-699*

**[Marko2012]** “IV, noise and electroluminescence analysis of stress–induced percolation path in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors”, P. Marko, M. Meneghini, S. Bychikhin, D. Marcon, G. Meneghesso, E. Zanoni, D. Pogany. *Microelectronics Reliability Volume 52, Issues 9–10, September–October 2012, p. 2194-2199*

**[Mathieu2009]** “Physique des semiconducteurs et des composants électroniques”, H. Mathieu et H. Fanet. *Edition Dunod, 2009*

**[Mazzanti2002]** “Physics-Based Explanation of Kink Dynamics in AlGaAs/GaAs HFETs”, A. Mazzanti, G. Verzellesi, Claudio Canali, G. Meneghesso, and Enrico Zanoni. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 23, No. 7, July 2002, p. 382-385*

**[Meneghesso1995]** “Recovery of low temperature electron trapping in AlGaAs/InGaAs PM-HEMTs due to impact-ionization”, G. Meneghesso, E. De Bortoli, A. Paccagnella, E. Zanoni, and C. Canali. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 16, No. 7, July 1995, p. 336-338*

**[Meneghesso2009]** “Anomalous Kink Effect in Ga<sub>N</sub> High Electron Mobility Transistors”, G. Meneghesso, F. Zanon, M. J. Uren, and E. Zanoni. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 30, No. 2, February 2009, p. 100-102*

**[Meneghesso2010]** “Correlation between kink and cathodoluminescence spectra in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors”, G. Meneghesso, F. Rossi, G. Salviati, M.J. Uren, E. Munoz, E. Zanoni. *Applied Physics Letters (Volume:96 , Issue: 26 ), 2010, p. 263512 - 263512-3*

**[Meneghini2011]** “Investigation of Trapping and Hot-Electron Effects in Ga<sub>N</sub> HEMTs by Means of a Combined Electrooptical Method”, M. Meneghini, N. Ronchi, A. Stocco, G. Meneghesso, U. K. Mishra, Y. Pei, and E. Zanoni,. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 58, No. 9, September 2011*

**[Montes Bajo2012]** “On the link between electroluminescence, gate current leakage, and surface defects in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors upon off-state stress”, M. Montes Bajo, C. Hodges, M. J. Uren, and M. Kuball. *Appl. Phys. Lett. 101, 033508 (2012)*

**[Mouginot2010]** “Thermal and trapping phenomena assessment on AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> microwave power transistor”, G. Mouginot, R. Sommet, R. Quéré, Z. Ouarch, S. Heckmann, M. Camiade. *Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference, 2010, p. 110-113*

**[Okino2004]** “Drain Current DLTS of AlGa<sub>N</sub>–Ga<sub>N</sub> MIS-HEMTs”, T. Okino, M. Ochiai, Y. Ohno, S. Kishimoto, K. Maezawa, and T. Mizutani. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 25, No. 8, August 2004, p. 523-525*

**[Palankovski2006]** “Field-Plate Optimization of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs”, V. Palankovski, S. Vitanov, and R. Quay. *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2006, p. 107-110*

**[Saysset1996]** “Complementarity of Drain Current Transient Spectroscopy (DCTS) and G.R. Noise Analysis to Detect Traps in HEMTs”, N. Saysset, N. Labat, A. Touboul, Y. Danto, J.M. Dumas. *Proc. Of ESSDERC'96*, pp.1005 – 1008, 1996

**[Somerville1996]** “Direct Correlation Between Impact ionization and the Kink Effect in InAlAs/InGaAs HEMT's”, M. H. Sornerville, J. A. del Alamo, and W. Hoke. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 17, No. 10, October 1999, p. 473-475

**[Tapajna2010]** “Integrated Optical and Electrical Analysis : Identifying Location and Properties of Traps in AlGaIn/GaN HEMTs During Electrical Stress”, M. Tapajna, R. J. T. Simms, Y. Pei, U. K. Mishra, and Martin Kuball. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 31, No. 7, July 2010, p. 662-664

**[Tartarin2011]** “I-DLTS, Electrical Lag and Low Frequency Noise Measurements of Trapping Effects in AlGaIn/GaN HEMT for Reliability Studies”, J.G. Tartarin, S. Karboyan, F. Olivie, G. Astre, L. Bary, B. Lambert. *Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference, 2011*, p. 438-441

**[Trew2009]** “AlGaIn/GaN HFET Reliability”, R. J. Trew, D. S. Green, and J. B. Shealy. *Microwave Magazine, IEEE (Volume:10 , Issue: 4 )*, 2009, p.116-127

**[Ushiki2000]** “New Aspects and Mechanism of Kink Effect in Static Back-Gate Transconductance Characteristics in Fully-Depleted SOI MOSFET's on High-Dose SIMOX Wafers”, T. Ushiki, K. Kotani, T. Funaki, K. Kawai, and T. Ohmi. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 47, No. 2, February 2000, p.360-366

**[Wang2011]** “Kink Effect in AlGaIn/GaN HEMTs Induced by Drain and Gate Pumping”, Maojun Wang and Kevin J. Chen. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 32, No. 4, April 2011, p. 482-484

**[Webster2000]** “Impact Ionization in InAlAs/InGaAs/InAlAs HEMT's”, R. T. Webster, Shangli Wu, and A. F. M. Anwar. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 21, No. 5, May 2000, p. 193-195

**[Zafar2011]** “Evidence of Pool-Frenkel conduction Mechanism in Sr-doped Lanthanum Ferrite  $\text{La}_{1-x}\text{Sr}_x\text{FeO}_3$  ( $0 \leq x \leq 1$ ) system”, A. Zafar, Z. Imran, M.A. Rafiq, M.M. Hasan. *Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference (SIECPC), 2011*

# Chapitre 4

## Etude de la fiabilité de la technologie GH25

---

Ce dernier chapitre est consacré à l'étude de la fiabilité de la technologie GH25-10. La fiabilité se concentre sur la prévention, la détection et la correction des faiblesses dues à la conception et/ou à des défauts induits lors de la fabrication des composants avec pour objectif d'améliorer le processus de développement.

Après avoir présenté les différentes variantes technologiques de la filière suivies dans ces travaux, les principes de base d'évaluation de la fiabilité des composants électroniques sont présentés. En outre, les différents types de tests effectués ainsi que les principaux paramètres électriques permettant le suivi des dégradations au cours des tests de vieillissement sont détaillés.

L'impact des différentes variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25-10 est étudié en comparant les résultats obtenus au cours des tests de vieillissement, et la durée de vie des composants avec une température de jonction de 175 °C est estimée en utilisant la loi d'Arrhenius.

Enfin, une analyse de défaillance est proposée sur un lot de fiabilité du lot Picowatt\_51. Celle-ci consiste à observer la surface du semi-conducteur des composants après retrait des métaux et des diélectriques au cours d'un test de type HTRB (« High Temperature Reverse Bias »).

## **4.1 Présentation des variantes technologiques**

L'industrialisation d'une filière technologique est un processus particulièrement long et complexe qui met en jeu un grand nombre d'étapes dont l'une d'entre elles est la qualification de la filière. Pour UMS, cette dernière doit permettre de garantir une durée de vie de 20 ans avec une température de jonction de 175 °C.

Pour des raisons évidentes de coût de production, il est nécessaire d'évaluer la filière au cours d'une phase dite « d'évaluation » qui consiste à tester plusieurs variantes technologiques sur un nombre réduit de composants afin de « geler » la filière. Dès que les résultats sont satisfaisants, la phase de qualification peut alors être lancée.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont débuté au cours de la phase d'évaluation de la technologie GH25 et ont donc été menés sur plusieurs variantes technologiques qui sont présentées dans les paragraphes suivants.

### **4.1.1 Gravure locale du nitrure**

Le procédé LRE (« Leakage Reduction Etching ») consiste à graver localement les couches de passivation autour de la zone active du transistor. Le GaN étant un matériau piézoélectrique (§ 1.1.2.2), cette gravure locale du nitrure vise à réduire les contraintes mécaniques et ainsi réduire le courant de fuite de grille.

### **4.1.2 Changement de la métallisation de grille**

Les contacts Schottky jouent un rôle prépondérant dans la structure du HEMT vis-à-vis des performances électriques et de la durée de vie des composants. Un changement de la métallisation de grille a donc été opéré en vue d'observer des améliorations vis-à-vis du mécanisme de « runaway » et de l'effet « belly shape ».

### **4.1.3 « Early passivation »**

En parallèle du changement de la métallisation de grille, le processus de fabrication a été modifié avec l'ajout d'une étape appelée « early passivation » (EP). Cette étape vise à passiver la structure au début du processus de fabrication afin de protéger la surface de l'AlGaIn lors des premières étapes de fabrication.

### **4.1.4 Changement du procédé de nettoyage avant dépôt du pied de grille**

La qualité du contact Schottky étant grandement dépendante de la propreté de la surface du semi-conducteur avant le dépôt du pied de grille, le procédé de nettoyage avant le dépôt de ce dernier a été amélioré. L'objectif est d'éliminer les impuretés qui pourraient dégrader la qualité et la fiabilité du contact Schottky et par conséquent les performances électriques des composants.

### 4.1.5 Changement du taux d'aluminium de la couche AlGaN

Le taux d'aluminium de la couche AlGaN a été modifié afin d'augmenter la densité de courant maximale circulant dans le HEMT, et par conséquent la puissance maximale. En effet, nous avons vu dans le premier chapitre (§ 1.2.1.3) que la largeur de bande interdite de l'AlGaN augmente avec le taux d'aluminium. Cette augmentation entraîne alors une plus grande discontinuité de la bande de conduction à l'interface AlGaN/GaN et donc un meilleur confinement des électrons dans le canal. Ceci augmente la densité de porteurs dans ce dernier, mais entraîne également une chute de la mobilité électronique (§ 1.2.1.3).

### 4.1.6 Synthèse

Le tableau 4-1 présente les caractéristiques technologiques des différents lots étudiés.

Lot	Métal de grille	LRE	EP	Nettoyage	% Al	Phase
Picowatt_24	Type A	non	non	standard	X	Evaluation
Picowatt_40	Type A	oui	non	standard	X	Evaluation
Picowatt_51	Type B	oui	oui	standard	X	Evaluation
Picowatt_57	Type B	oui	oui	amélioré	X / Y	Qualification

Tableau 4-1 : Caractéristiques technologiques des lots étudiés

Le lot Picowatt\_57, retenu pour la qualification, présente une grille de type B, des taux d'aluminium de la couche AlGaN de X% et Y% et bénéficie du nouveau procédé de nettoyage de la surface ainsi que des procédés LRE et EP. Nous proposons maintenant de voir des généralités sur la fiabilité des composants électroniques avant d'étudier l'impact de ces variantes technologiques sur la fiabilité des HEMTs de la technologie GH25.

## 4.2 Généralités sur la fiabilité des composants électroniques

### 4.2.1 Approche mathématique

#### 4.2.1.1 Probabilité et fiabilité

La fiabilité est définie comme la probabilité pour qu'un appareil remplisse une fonction donnée sans défaillance pendant un temps donné dans des conditions d'emploi et d'environnement données.

Cependant, on préférera généralement parler du nombre de défaillances attendu sur une certaine période. On va donc définir une fonction de répartition du taux de défaillance cumulé  $F(t)$  qui représente la probabilité qu'un composant opérationnel à  $t = 0$  sous une condition donnée, soit défaillant à ou avant un temps  $t$ . Ainsi, en considérant le temps de défaillance noté  $X$  comme une variable aléatoire on obtient [Reynolds1974] :

$$F_X(t) = \text{Proba} \{X < t\}$$

Eq. 4.1

La probabilité de survie  $R(t)$ , qui représente la probabilité qu'un composant soit opérationnel à l'instant  $t$ , est donc complémentaire de  $F(t)$  et se définit comme :

$$R_X(t) = 1 - F_X(t) \quad \text{Eq. 4.2}$$

On définit ensuite la densité de probabilité de défaillance  $f(t)$  qui correspond à la probabilité qu'un composant soit défaillant dans un intervalle de temps  $dt$  au temps  $t$  :

$$f_X(t) = \frac{dF_X(t)}{dt} = \text{Proba} \{t < X < t + dt\} \quad \text{Eq. 4.3}$$

Enfin, on définit le taux de défaillance instantané  $\lambda(t)$  comme :

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{1}{R(t)} \frac{dF(t)}{dt} \quad \text{Eq. 4.4}$$

Il a été constaté expérimentalement que, pour la plupart des systèmes, la courbe représentative du taux de défaillance instantané en fonction du temps est en forme de baignoire et comporte trois parties distinctes [Trew2009], comme illustré sur la figure 4-1.

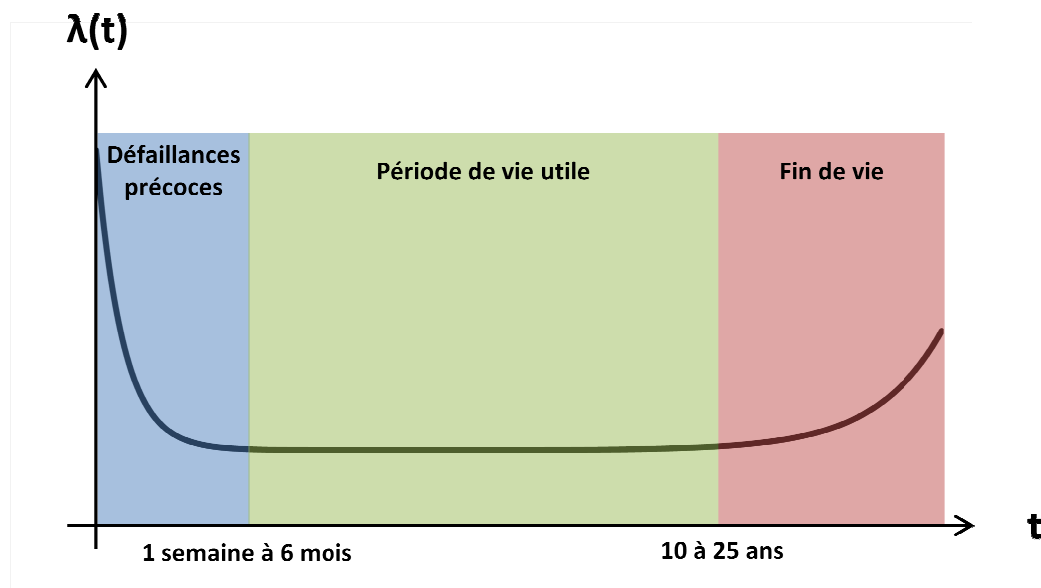


Figure 4-1 : Evolution schématique du taux de défaillance instantané en fonction de  $t$

La période de défaillance précoce est caractérisée par un taux de défaillance important. Ces défaillances sont dues à la présence de défauts latents (c'est-à-dire qui ont été induits au cours de la fabrication) et leur nombre dépend donc de la maîtrise des procédés de fabrication. Ce taux de défaillance peut néanmoins être diminué au cours d'une phase de déverminage qui consiste en un pré-vieillessement des composants. Cependant ce procédé coûte cher, retarde la production et peut endommager également les pièces saines.

La période de vie utile est caractérisée par un taux de défaillance constant au cours du temps. Les défaillances observées au cours de cette période résultent d'un résidu des défaillances précoces, de défauts aléatoires (défaut de réalisation localisé, rayonnement cosmique, décharge électrostatique, surcharge électrique erratique...) et des premières défaillances d'usure (fin de vie) et sont de ce fait difficiles à prédire.

La période de fin de vie est caractérisée par une augmentation du taux de défaillance. Les défaillances sont dues à l'usure du système par un ou plusieurs mécanismes de dégradation connus (corrosion, fatigue thermomécanique, dégradation des matériaux...). Il est donc en général possible de modéliser avec précision ces mécanismes, et de développer des simulateurs permettant de prédire la durée de vie d'un composant vis-à-vis d'un mécanisme de dégradation.

#### 4.2.1.2 Définition des paramètres *MTTF* et $t_{50}$

Il existe deux paramètres importants pour quantifier la fiabilité de systèmes ne pouvant pas être réparés (comme c'est le cas des composants électroniques) qui sont le paramètre *MTTF* (« Mean Time To Failure ») et le paramètre  $t_{50}$  (ou temps médian).

Le paramètre *MTTF* correspond à la durée moyenne de fonctionnement d'un système avant sa première défaillance. En outre, il traduit la capacité à reproduire des composants à l'identique. Le paramètre *MTTF* est défini comme l'espérance mathématique de  $f(t)$  et s'exprime différemment selon que la fonction  $f(t)$  est continue (Eq. 4.5) ou discrète (Eq. 4.6).

$$MTTF = \int_0^{\infty} t \cdot f(t) dt \quad \text{Eq. 4.5}$$

$$MTTF = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \quad \text{Eq. 4.6}$$

avec  $n$  le nombre de composants ou systèmes étudiés et  $X_i$  le temps de fonctionnement avant la défaillance. Le paramètre *MTTF* correspond à la période de vie utile où le taux de défaillance instantané est constant.

Le paramètre  $t_{50}$  est défini comme le temps pour lequel 50 % de la population étudiée est défaillante, et correspond à la période de fin de vie où le taux de défaillance instantané est croissant.

$$t_{50} = \{t : F(t) = 0,5\} \quad \text{Eq. 4.7}$$

#### 4.2.1.3 Lois de distribution

Il existe un très grand nombre de lois de distribution statistique. Il est donc nécessaire de reconnaître la loi de distribution la plus adaptée aux données récoltées afin d'extraire la valeur des paramètres *MTTF* et de  $t_{50}$ , et ainsi être en mesure d'estimer la durée de vie de



composants similaires avec précision. En règle générale, quatre lois de distribution sont utilisées dans les domaines de la fiabilité des composants électroniques [Sozza2005] :

- La distribution exponentielle

La loi de distribution exponentielle est intéressante quand les défaillances sont aléatoires et que le taux de défaillance est constant. Elle permet typiquement d'évaluer la fiabilité de composants dans la période de vie utile. Dans ce cas particulier, l'expression de la probabilité de défaillance est donnée par :

$$F(t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad \text{Eq. 4.8}$$

et les valeurs des paramètres  $MTTF$  et  $t_{50}$  sont respectivement données par :

$$MTTF = \frac{1}{\lambda} \quad \text{Eq. 4.9}$$

$$t_{50} = \frac{\ln(2)}{\lambda} \quad \text{Eq. 4.10}$$

- La distribution normale

La loi de distribution normale est l'une des lois les plus utilisées pour modéliser des phénomènes naturels aléatoires et présente une forme en cloche centrée sur une valeur. Cette distribution est symétrique et dépend de deux paramètres : son espérance  $\mu$  et son écart-type  $\sigma$ . Sa fonction de répartition est donnée par :

$$F(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^t e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} dt \quad \text{Eq. 4.11}$$

Cependant cette distribution est également définie pour des valeurs négatives, ce qui fait que l'on préférera en règle générale travailler avec les distributions Lognormale ou de Weibull.

- La distribution Log-Normale

La loi de distribution Log-Normale est utilisée lorsque le logarithme d'une variable aléatoire est distribué suivant une loi normale d'espérance  $\mu$  et d'écart-type  $\sigma$ . Sa fonction de répartition est donnée par :

$$F(t) = \frac{1}{\sigma t \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^t e^{-\frac{(\ln(t)-\mu)^2}{2\sigma^2}} dt \quad \text{Eq. 4.12}$$

Cette distribution est souvent utilisée pour l'évaluation de la fiabilité des composants électroniques dans la période de fin de vie.

- La distribution de Weibull

La loi de distribution de Weibull est l'une des plus utilisées lors de la réalisation de tests de vieillissement. Elle est caractérisée par trois paramètres qui permettent de modéliser la plupart des données de fiabilité : le facteur d'échelle  $\alpha$ , le facteur de forme  $\beta$ , et le paramètre de position  $\gamma$ . Sa fonction de distribution est donnée par :

$$F(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\alpha}\right)^\beta} \quad \text{Eq. 4.13}$$

En électronique, le paramètre  $\alpha$  représente la durée de vie caractéristique d'un composant, le facteur de forme  $\beta$  détermine la période de vie dans laquelle on se trouve ( $\beta < 1$  : défaillance précoce ;  $\beta = 1$  : vie utile ;  $\beta > 1$  : fin de vie), et le paramètre de position  $\gamma$  représente la durée de vie minimale d'un composant ( $\gamma > 0$  : signifie qu'il y a un intervalle sans aucune défaillance, ce qui se traduira graphiquement par une courbe convexe ;  $\gamma < 0$  : signifie qu'il y a des défaillances avant la mise en service, ce qui se traduira graphiquement par une courbe concave).

Enfin, signalons que la loi de Weibull regroupe en fait plusieurs lois, et peut représenter les trois autres lois présentées plus haut en choisissant correctement les paramètres.

#### 4.2.1.4 La loi d'Arrhenius

Les applications destinées aux composants à base de GaN nécessitent pour la plupart d'entre elles des durées de vie de l'ordre de plusieurs années. Or il est impensable de mettre en place des tests de fiabilité de plusieurs années en milieu industriel pour une raison évidente de coût et de temps nécessaire pour la mise sur le marché. Des tests de vieillissement accéléré sont alors mis en œuvre pour collecter suffisamment de données de fiabilité en un temps raisonnable en utilisant des facteurs d'accélération tels que la température, le taux l'humidité, la tension, le courant, *etc.*

Parmi ces facteurs d'accélération, la température est l'un des plus utilisés dans l'industrie des semi-conducteurs. Le modèle de vieillissement basé sur les travaux d'Arrhenius en 1887 [White2003] [Trew2009], définit alors un taux de réaction pour de nombreuses réactions chimiques donné par :

$$R(T) = A e^{\frac{-E_a}{k_B T}} \quad \text{Eq. 4.14}$$

où  $R$  est le taux de réaction du processus,  $A$  le facteur de fréquence indépendant de la température,  $E_a$  l'énergie d'activation du processus,  $k_B$  la constante de Boltzmann et  $T$  la température du système.

Cette équation représente donc la relation entre la température et le taux de dégradation d'un composant pour un mécanisme de défaillance donné, et son utilisation suppose que la durée de vie des composants étudiés est inversement proportionnelle au taux de réaction. Ainsi, en analysant l'évolution d'un paramètre électrique en fonction du temps pour plusieurs températures différentes, et en fixant un critère de défaillance sur le paramètre électrique étudié, on obtient des temps de défaillance distincts pour chaque température tels que :

$$R_i t_i = C \quad \text{Eq. 4.15}$$

où  $R_i$  et  $t_i$  sont respectivement le taux de réaction et le temps de défaillance à la température  $T_i$  et  $C$  une constante.

L'énergie d'activation est ensuite déterminée à l'aide des équations 4.14 et 4.15 pour deux températures distinctes  $T_1$  et  $T_2$  auxquelles sont respectivement associés les temps de défaillance  $t_1$  et  $t_2$  :

$$E_a = k_B \frac{\ln(t_2) - \ln(t_1)}{\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}} \quad \text{Eq. 4.16}$$

On définit ensuite le facteur d'accélération  $AF$  comme le quotient entre deux temps de défaillances notés  $t_1$  et  $t_2$  correspondant aux températures  $T_1$  et  $T_2$  :

$$AF = \frac{t_2}{t_1} = e^{\frac{E_a}{k_B} \left( \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)} \quad \text{Eq. 4.17}$$

Ainsi, il est possible de prédire le temps médian  $t_{50}$  à une température  $T$  à partir du facteur d'accélération et du temps médian  $t_i$  à une température  $T_i$  :

$$t_{50} = AF t_i = t_i e^{\frac{E_a}{k_B} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_i} \right)} \quad \text{Eq. 4.18}$$

Signalons que l'utilisation de la loi d'Arrhenius se limite à l'extraction d'une énergie d'activation liée à un mécanisme de défaillance dépendant de la température. Ainsi, lorsqu'il s'agit d'une défaillance d'origine multiple, le processus est plus complexe et d'autres méthodes doivent être utilisées.

#### 4.2.2 Tests de fiabilité et critères de défaillance

Des tests de vieillissement accéléré sont donc utilisés pour obtenir des prévisions de fiabilité plus rapidement que le temps nécessaire à l'obtention d'un nombre significatif de défaillances sous des conditions de fonctionnement normales. Les tests de vieillissement accéléré peuvent être classés en deux catégories selon que le facteur d'accélération (température, tension, courant, humidité...) est maintenu constant ou pas au cours du test.

Les tests au cours desquels le facteur d'accélération est augmenté au bout d'une durée déterminée sont qualifiés de « step stress » ou stress en contraintes échelonnées [Chini2012] [Marcon2012]. Ce type de test est généralement utilisé pour obtenir rapidement des informations sur les conditions de test à ne pas dépasser sous peine de fortement dégrader ou même détruire les composants après seulement quelques heures ou minutes de test. Ainsi, ces tests contribuent à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement des composants.

Les tests au cours desquels le facteur d'accélération est maintenu constant sont généralement utilisés pour évaluer la durée de vie des composants et identifier les mécanismes de dégradation en un temps raisonnable.

Compte tenu du contexte dans lequel s'inscrivent ces travaux, nous proposons dans les paragraphes suivants de présenter les principaux types de tests mis en œuvre dans le cadre de la qualification d'une filière [JEDEC2012].

#### 4.2.2.1 Tests de type HTRB

Les tests de type HTRB (« High Temperature Reverse Bias ») sont caractérisés par une tension  $V_{DS}$  élevée, une tension  $V_{GS}$  fortement négative ( $V_{GS} \ll V_{Th}$ ) et une température élevée. Le composant est donc polarisé au blocage et quasiment aucun courant ne circule dans le canal du HEMT, ce qui implique que la température de jonction du transistor ( $T_j$ ) correspond à la température de la carte de test ( $T_c$ ) sur laquelle sont montés les composants. Ce type de test permet donc d'étudier les effets du champ électrique et de la température sur la stabilité du contact de grille Schottky au cours du temps [Lambert2012].

#### 4.2.2.2 Tests de type HTOL

Au cours des tests de type HTOL (« High Temperature Operating Life »), les composants sont polarisés dans des conditions proches des conditions nominales de fonctionnement [Lambert2012]. La température de jonction des composants au cours du test est estimée par [Liu2011] :

$$T_j = T_c + R_{Th}P_{diss} \quad \text{Eq. 4.19}$$

où  $T_j$  est la température de jonction,  $T_c$  la température de la carte de test,  $R_{Th}$  la résistance thermique du composant, et  $P_{diss}$  la puissance dissipée par le composant.

Lorsque ces tests sont réalisés dans des conditions de polarisation (courant et tension) identiques et à au moins deux températures différentes, ils permettent de prédire la valeur du paramètre  $t_{50}$  à une température donnée. Enfin, signalons que ces tests sont volontairement effectués à des températures de jonction élevées de façon à fortement accélérer les mécanismes de dégradation mis en jeu sur les composants testés pour atteindre la période de fin de vie de la « courbe en baignoire ».

#### 4.2.2.3 Tests de type DCLT

Les tests de type DCLT (« DC life Test ») sont similaires aux tests de type HTOL. En effet, les composants sont polarisés autour des conditions nominales de fonctionnement mais à des températures de jonction relativement plus faibles de façon à ne pas accélérer les mécanismes de fin de vie. L'objectif de ces tests est donc d'accumuler ce que l'on appelle des « heures composants » afin d'évaluer le taux de défaillance.

#### 4.2.2.4 Tests de type RFLT

Les tests de type RFLT (« Radio Frequency Life Test ») permettent de coupler des contraintes RF et DC (polarisation du composant) et par conséquent thermiques [Vetry2006]. Les conditions de polarisation définissent la classe d'utilisation en amplification du composant, et la puissance RF appliquée en entrée fixe la condition de compression. En règle générale, la puissance d'entrée est choisie de façon à obtenir des pics de *PAE* (« Power Added Efficiency »), qui constitue un très bon indicateur des performances RF d'un composant [Shealy2011]. L'expression du rendement en puissance ou *PAE* est définie par :

$$PAE = \frac{P_{RFout} - P_{RFin}}{P_{DC}} \quad Eq. 4.20$$

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

La réalisation d'au moins deux tests de type RFLT dans des conditions DC et RF identiques et à des températures différentes, permet comme dans le cas des tests de type HTOL de prédire une valeur du paramètre  $t_{50}$  pour une température de jonction donnée. Bien que ce type de test soit le plus représentatif de la vie du composant, leur mise en œuvre est plus coûteuse du fait de l'application d'une contrainte RF.

#### 4.2.2.5 Suivi des performances électriques et critères de défaillance

Les tests de vieillissement présentés dans la section précédente sont généralement poursuivis jusqu'à ce que l'on atteigne au moins 50 % de défaillance, ceci afin de pouvoir déterminer la valeur du paramètre  $t_{50}$ . Les critères de défaillances étant exprimés comme une variation de paramètres électriques au-delà d'un seuil prédéfini (dérive du paramètre au cours du temps ou destruction du composant), il est donc nécessaire de contrôler l'évolution de ces paramètres tout au long du test de vieillissement afin de déterminer le moment où ces derniers dépassent les seuils retenus.

Le suivi de l'évolution des paramètres électriques s'effectue d'une part au cours du test de vieillissement (« monitoring »), et d'autre part au travers de mesures électriques périodiques, appelées mesures de reprise, réalisées tout au long du test.

Le « monitoring » permet de suivre en temps réel l'évolution des courants de grille et de drain de chaque composant. Ainsi, il est possible de déterminer avec précision le temps de défaillance en cas de destruction du composant ou de dérive importante des courants  $I_G$  et  $I_D$ . En revanche, la mise en œuvre de mesures de reprise (DC et RF) est nécessaire pour extraire les paramètres électriques des composants. Le test doit donc être interrompu périodiquement de façon à déterminer les temps de défaillance. Ainsi, plus les mesures de reprise seront espacées dans le temps, moins la détermination du temps de défaillance sera précise. Les mesures de reprise sont généralement effectuées après 24, 48, 96, 180, 360, 500, et 1000 heures puis toutes les 1000 heures jusqu'à l'arrêt de l'essai de façon à obtenir une équirépartition sur un axe en échelle logarithmique. Enfin, signalons qu'il est possible de réaliser des mesures de reprise « in-situ » du fait de la corrélation entre les dégradations mesurées à température ambiante et celles mesurées à haute température [Pazirandeh2009].

Le tableau 4-2 présente les principaux paramètres électriques utilisés pour le suivi des performances des HEMTs GaN ainsi que les critères de défaillances associés utilisés à UMS.

<b>Paramètres</b>	<b>Conditions</b>	<b>Critères de défaillance</b>
$I_{DSS}$	$V_{DS} = 10 \text{ V}$ et $V_{GS} = 0 \text{ V}$	$\pm 20 \%$
$I_{DSPLS}$	$V_{DS} = 10 \text{ V}$ et $V_{GS} = 1 \text{ V}$	$\pm 20 \%$
$V_{G100}$	$V_{DS} = 10 \text{ V}$ et $I_{DS} = I_{DSS}/100$	$\pm 20 \%$
$G_{mmax}$	$V_{DS} = 10 \text{ V}$	$\pm 20 \%$
$ I_{GLHV} $	$V_{GS} = -7 \text{ V}$ et $V_{DS} = 30 \text{ V}$	$> 200 \mu\text{A}/\text{mm}$
$G_{Lin}$	$V_{DS} = 30 \text{ V}$ , $V_{GS}$ tel que $I_{DS} = 100 \text{ mA}/\text{mm}$ à $P_{in} = 0 \text{ dBm}$ , $P_{in} = 0 \text{ dBm}$	-1 dB
$G_{Comp}$	$V_{DS} = 30 \text{ V}$ , $V_{GS}$ tel que $I_{DS} = 100 \text{ mA}/\text{mm}$ à $P_{in} = 0 \text{ dBm}$ , $P_{in} = 27 \text{ dBm}$	-1 dB

Tableau 4-2 : Principaux paramètres électriques de suivi et critères de défaillance associés des HEMTs de la technologie GH25

### 4.2.3 Synthèse

Au cours de cette deuxième partie, une approche mathématique de la fiabilité a été décrite. Les concepts de probabilité de défaillance et de survie ont été présentés et les différentes zones de la « courbe en baignoire » du taux instantané de défaillance ont été explicitées.

Puis, les paramètres permettant d'évaluer la fiabilité des composants ont été définis et les lois de distribution permettant leur extraction ont été détaillées. Enfin, une méthode de prédiction de la durée de vie basée sur la loi d'Arrhenius a été expliquée.

Pour finir, les principaux tests de vieillissement accéléré utilisés pour l'évaluation de la fiabilité ont été présentés. Enfin, les moyens de suivi de l'évolution des performances électriques des HEMTs et les critères de défaillance utilisés ont été définis.

### 4.3 Impact des variantes technologiques sur la fiabilité

Dans cette partie, nous allons étudier l'impact des variantes technologiques, présentées au début de ce chapitre (§ 4.1), sur la fiabilité de la technologie GH25-10. Pour cela, nous allons comparer l'évolution des principaux paramètres électriques de DEC's provenant de différents lots au cours de tests de vieillissement accéléré de type HTRB et HTOL.

Le tableau 4-3 présente l'ensemble des tests utilisés pour l'étude de l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25.

Etude	Lot	Variante	Composant	Lot de fiabilité	Test	Conditions
<b>LRE</b>	Picowatt_24	sans LRE	DEC V1S	U380411	HTRB	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $V_{GS} = -7\text{ V}$
	Picowatt_40	LRE	DEC V1S	U490111		
	Picowatt_24	sans LRE	DEC V1S	U360911	HTOL	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $I_{DS} = 140\text{ mA}$
	Picowatt_40	LRE	DEC V1S	U490211		
<b>EP + Métal de grille</b>	Picowatt_40	Type A	DEC V9S	U041212	HTRB	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $V_{GS} = -7\text{ V}$
	Picowatt_51	EP + Type B	DEC V9S	U320912		
	Picowatt_40	Type A	DEC V1S	U490211	HTOL	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $I_{DS} = 140\text{ mA}$
	Picowatt_51	EP + Type B	DEC V1S	U320612		
<b>LRE</b>	Picowatt_51	LRE	DEC V9S	U320912	HTRB	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $V_{GS} = -7\text{ V}$
	Picowatt_51	sans LRE	DEC V9S	U450612		
	Picowatt_51	LRE	DEC V9S	U320812	HTOL	$T_c = 155\text{ °C} ; V_{DS} = 20\text{ V}$ $I_{DS} = 210\text{ mA}$
	Picowatt_51	sans LRE	DEC V9S	U390312		
<b>Nettoyage</b>	Picowatt_51	standard	DEC V9S	U320912	HTRB	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $V_{GS} = -7\text{ V}$
	Picowatt_57	amélioré	DEC V1S	U170413		$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $V_{GS} = -7\text{ V}$
	Picowatt_51	standard	DEC V1S	U320612	HTOL	$T_c = 175\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $I_{DS} = 140\text{ mA}$
	Picowatt_57	amélioré	DEC V1S	U170313		$T_c = 185\text{ °C} ; V_{DS} = 30\text{ V}$ $I_{DS} = 180\text{ mA}$

Tableau 4-3 : Description des tests utilisés pour l'étude de l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25

Notons que les distances grille-drain des DEC's de type V1S et V9S sont respectivement égales à 2,7  $\mu\text{m}$  et 1,7  $\mu\text{m}$ , et présentent donc des tensions limites de fonctionnement différentes. Par conséquent, les tests de type HTOL sont effectués à  $V_{DS} = 30\text{ V}$  pour les DEC's de type V1S et à  $V_{DS} = 20\text{ V}$  pour les DEC's de type V9S.

La figure 4-2 présente la superposition d'une caractéristique de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  avec les points de polarisation DC des tests mis en œuvre à UMS par le service de fiabilité dans le cadre de l'étude de l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25.

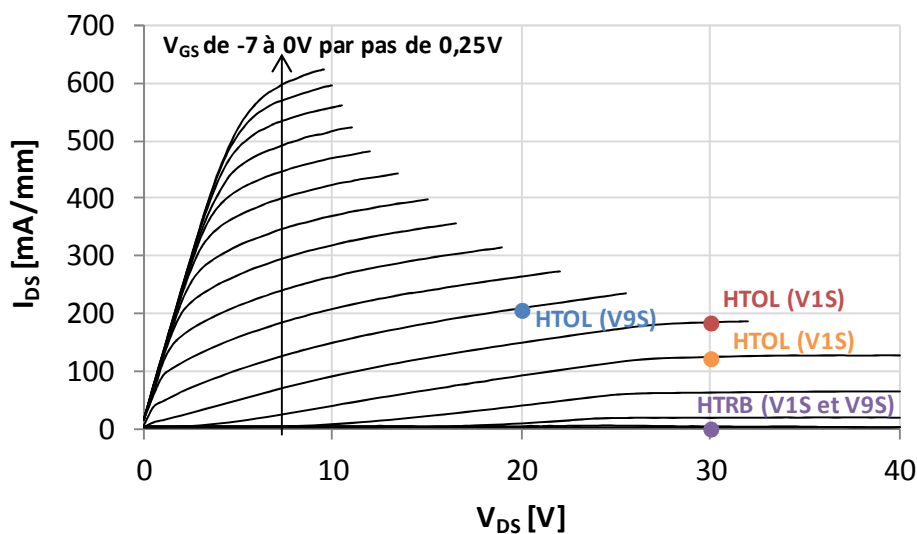


Figure 4-2 : Superposition d'une caractéristique de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un HEMT et des points de polarisation DC des tests de type HTRB et HTOL mis en œuvre dans le cadre de l'étude de l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25

Enfin, signalons que seuls les boîtiers utilisés pour le lot Picowatt\_57 sont adaptés aux mesures de puissances RF. Ceci implique que seuls les principaux paramètres DC tels que  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $n$  et  $I_{GLHV}$  sont considérés pour évaluer l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25.

### 4.3.1 Impact du procédé LRE

L'impact du procédé LRE sur la fiabilité de la technologie GH25 a été étudié en comparant les résultats obtenus, sur deux lots de fiabilité représentatifs, au cours de tests de vieillissement (HTRB et HTOL) effectués dans les mêmes conditions sur des composants provenant des lots Picowatt\_24 (sans LRE) et Picowatt\_40 (avec LRE).

#### 4.3.1.1 Tests de type HTRB

La figure 4-3 présente l'évolution des paramètres électriques de DEC's avec (en rouge) et sans (en bleu) LRE soumis à un test de type HTRB :  $T_c = 175\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$  et  $V_{GS} = -7\text{ V}$ .



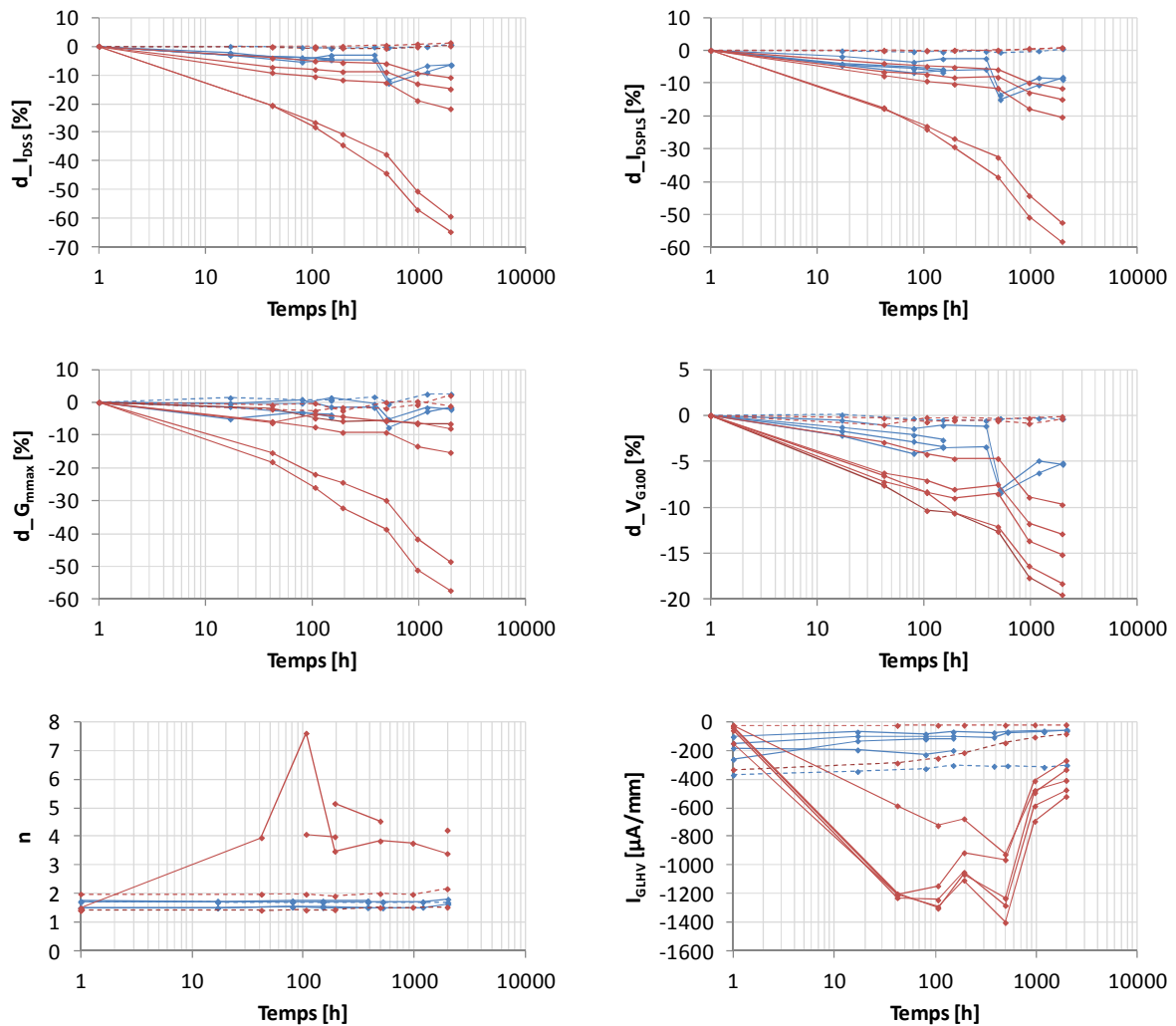


Figure 4-3 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en rouge) et sans (en bleu) LRE au cours d'un test de type HTRB ;  $T_c = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$  ;  $V_{GS} = -7\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 30\text{ V}$

L'analyse de la figure 4-3 révèle une dérive de  $V_{G100}$  vers des valeurs moins négatives dès la première mesure de reprise, respectivement effectuée après 18 et 40 heures de test pour les lots Picowatt\_24 et Picowatt\_40. Cette dérive traduit un décalage de la caractéristique de transfert (§ 2.2.2.2) vers la droite, et entraîne par conséquent une diminution de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$ . Considérant la faible dérive de  $V_{G100}$ , de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$  entre la première mesure de reprise et celle effectuée après 500 heures de test, ce décalage traduit une phase de stabilisation du composant au cours de laquelle sa structure évolue rapidement.

En revanche, deux composants du lot Picowatt\_40 présentent une dérive importante de  $G_{mmax}$  tout au long du test. Cette dérive traduit une diminution de la pente  $dI_D/dV_{GS}$  de la caractéristique de transfert (§ 2.2.2.2), et entraîne par conséquent une diminution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ . Enfin, rappelons que la diminution de  $G_{mmax}$  reflète une baisse de l'efficacité de la commande de la tension de grille sur le courant de drain à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  (§ 2.2.2.2).

Après 500 heures de test, tous les composants vieillis du lot Picowatt\_40 (avec LRE) présentent une diminution importante de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$  en fonction du temps (de -10 à -60 %), corrélée avec la dérive de  $V_{G100}$ .

L'analyse de la figure 4-3 révèle également une moins bonne stabilité du contact Schottky sur les composants avec LRE puisque le facteur d'idéalité de la diode est fortement dégradé ( $n > 2$  lorsque l'extraction est possible), dès la première mesure de reprise. Cette élévation de  $n$  traduit la présence de l'effet « belly shape », comme illustré sur la figure 4-4.

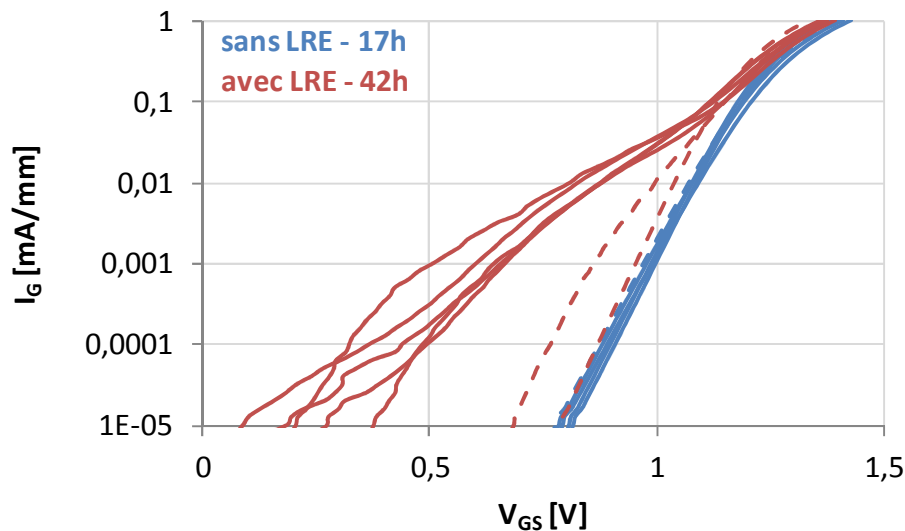


Figure 4-4 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues lors de la première mesure de reprise des tests de type HTRB sur des composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en rouge) et sans (en bleu) LRE

Bien que le courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  des composants avec LRE soit moins élevé que celui des composants sans LRE à  $t_0$  (avant vieillissement), il dépasse le critère de défaillance ( $-200 \mu\text{A}/\text{mm}$ ) dès la première mesure de reprise avant de diminuer pendant le reste du test. Cette augmentation de  $I_{GLHV}$  au début du test semble être corrélée avec la présence de l'effet « belly shape ».

Ainsi, le lot Picowatt\_24 semble présenter un meilleur comportement d'un point de vue fiabilité que le lot Picowatt\_40. Cependant, signalons que le lot Picowatt\_40 a montré un taux de mortalité infantile bien plus faible que le lot Picowatt\_24.

#### 4.3.1.2 Tests de type HTOL

La figure 4-5 présente l'évolution des paramètres électriques de DECes avec (en rouge) et sans (en bleu) LRE soumis à un test de type HTOL :  $T_c = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 30 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 140 \text{ mA}$  ( $140 \text{ mA}/\text{mm}$ ) avec  $T_j$  estimé à  $280 \text{ }^\circ\text{C}$ .

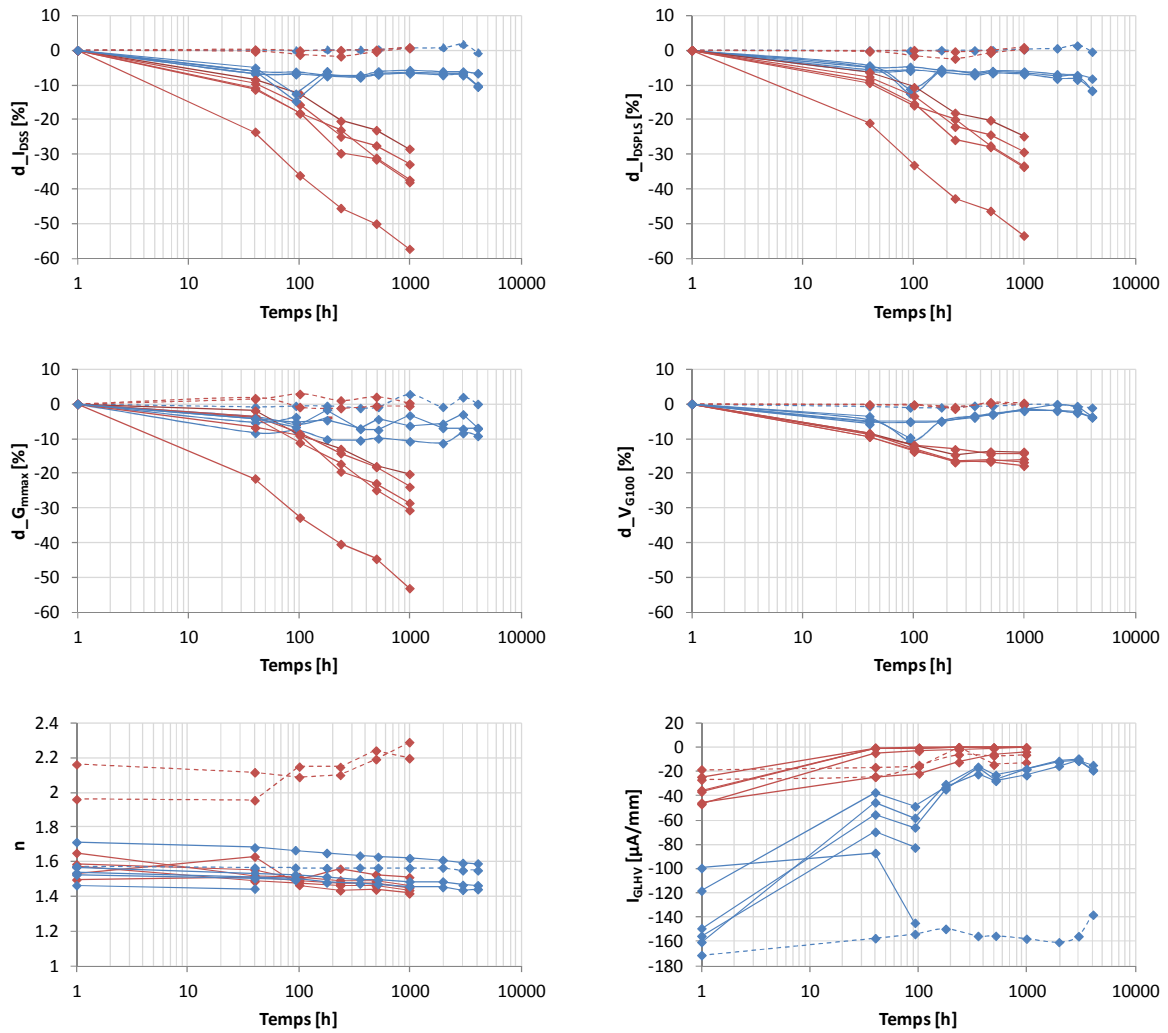


Figure 4-5 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en rouge) et sans (en bleu) LRE au cours d'un test de type HTOL ;  $T_c = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$  ;  $V_{DS} = 30\text{ V}$  ;  $I_{DS} = 140\text{ mA}$  ;  $T_j = 280\text{ }^{\circ}\text{C}$

L'analyse de la figure 4-5 révèle que les composants du lot Picowatt\_24 (sans LRE) sont plus stables dans le temps que les composants du lot Picowatt\_40 (avec LRE). En effet, les paramètres  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$  et  $G_{mmax}$  des composants du lot Picowatt\_24 restent à peu près constants après la phase de stabilisation, alors que ceux des composants du lot Picowatt\_40 diminuent tout au long du test.

En effet, la dérive des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  atteint le critère de défaillance après seulement 200 heures de test pour les composants avec LRE, et constitue alors le mode de défaillance de ces composants. Considérant la faible dérive de  $V_{G100}$  entre 100 et 1000 heures de test, la diminution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  est plutôt corrélée avec celle de  $G_{mmax}$ .

En revanche, l'impact du procédé LRE sur la diminution du courant de fuite de grille est ici bien montré puisque le niveau du courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  des composants avec LRE est très inférieur à celui des composants sans LRE, et ce pendant toute la durée du test.

Notons que l'on ne constate pas de différence vis-à-vis de la stabilité du contact Schottky dans le cas des tests de type HTOL. En effet, le facteur d'idéalité de la diode n'évolue quasiment pas, et le courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  a tendance à diminuer au cours du temps. De plus, seuls deux composants avec LRE semblent présenter un effet « belly shape » de faible amplitude lors de la première mesure de reprise, comme illustré sur la figure 4-6.

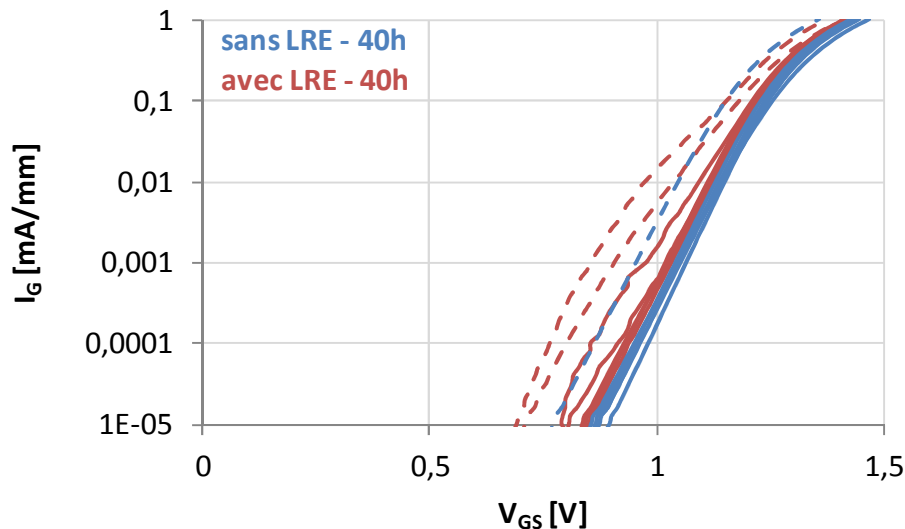


Figure 4-6 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues lors de la première mesure de reprise des tests de type HTOL sur des composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en rouge) et sans (en bleu) LRE

Considérant que les composants du lot Picowatt\_24 ne présentent pas l'effet « belly shape », nous pourrions alors supposer que le procédé LRE favorise son apparition. Cependant, la présence de l'effet « belly shape » peut tout aussi bien être liée à la qualité du contact Schottky des composants du lot, et ce indépendamment du procédé LRE. Il est donc difficile de conclure vis-à-vis du lien éventuel entre la présence de l'effet « belly shape » et le procédé LRE.

En revanche, l'absence de l'effet « belly shape » sur les composants du lot Picowatt\_40 ayant subi un test de type HTOL semble indiquer que sa présence est favorisée par l'application d'un champ électrique élevé entre la grille et le drain.

#### 4.3.2 Impact du procédé « Early passivation » et du changement de métal de grille

L'impact du procédé « Early passivation » (EP) et du changement de métal de grille sur la fiabilité de la technologie GH25-10 a été étudié en comparant les résultats obtenus, sur deux lots de fiabilité représentatifs, au cours de tests de vieillissement (HTRB et HTOL) effectués dans les mêmes conditions sur des composants provenant des lots Picowatt\_40 (sans EP, LRE, grille de type A) et Picowatt\_51 (EP, LRE, grille de type B).

### 4.3.2.1 Tests de type HTRB

La figure 4-7 présente l'évolution des paramètres électriques de DEC's du lot Picowatt\_51 (en rouge) et du lot Picowatt\_40 (en bleu) soumis à un test de type HTRB :  $T_c = 175\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$  et  $V_{GS} = -7\text{ V}$ .

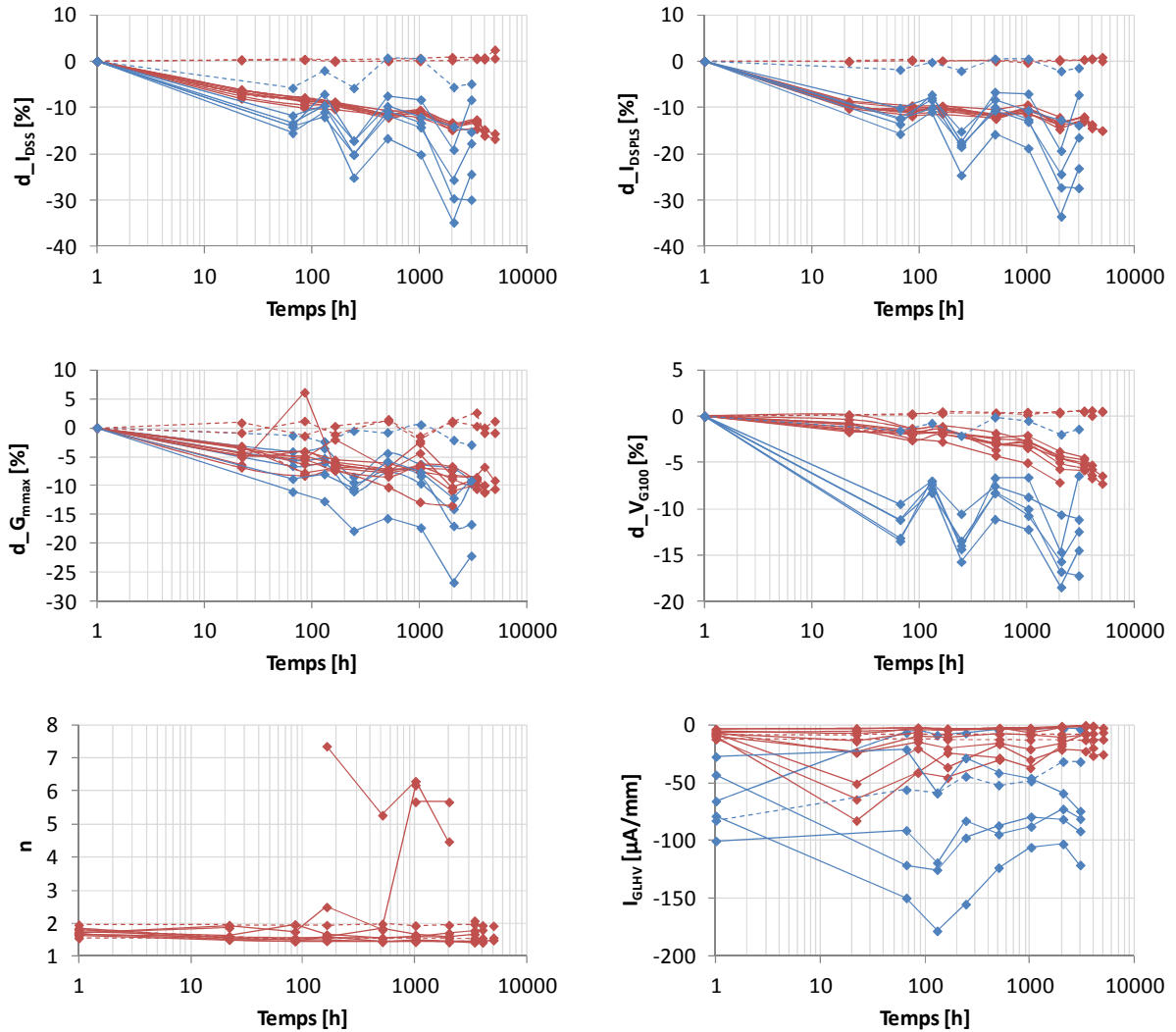


Figure 4-7 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) des lots Picowatt\_51 (en rouge) et Picowatt\_40 (en bleu) au cours d'un test de type HTRB ;  $T_c = 175\text{ °C}$  ;  $V_{GS} = -7\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 30\text{ V}$

La comparaison de l'évolution au cours du temps des paramètres de la figure 4-7 révèle une nette amélioration des performances d'un point de vue fiabilité avec l'ajout du procédé « early passivation » et le changement de métal de grille.

En effet, les dérives de  $I_{DSS}$ , de  $I_{DSPLS}$  et de  $G_{mmax}$  des composants du lot Picowatt\_51 sont inférieures à 20 % après 5000 heures de test, alors que le critère de défaillance est atteint sur plus de la moitié des composants du lot Picowatt\_40 pour les paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ .

Le procédé EP et le changement du métal de grille semblent aussi avoir amélioré la stabilité du contact Schottky. En effet, le décalage initial de  $V_{G100}$  des composants du lot Picowatt\_51 est bien inférieur à celui des composants du lot Picowatt\_40. De plus, la dérive de  $V_{G100}$  des composants du lot Picowatt\_51 est de seulement 7 % après 5000 heures de test, alors qu'elle varie entre 10 et 18 % pour les composants du lot Picowatt\_40 après 2000 heures de test.

Le courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  à  $t_0$  est lui aussi fortement réduit sur les composants du lot Picowatt\_51, montrant ainsi l'impact bénéfique du procédé EP et du changement de métal de grille. Comme observé précédemment, l'augmentation de la valeur de  $I_{GLHV}$  lors de la première mesure de reprise est corrélée avec la présence de l'effet « belly shape » sur la caractéristique en direct de la diode Schottky, comme illustré sur la figure 4-8.

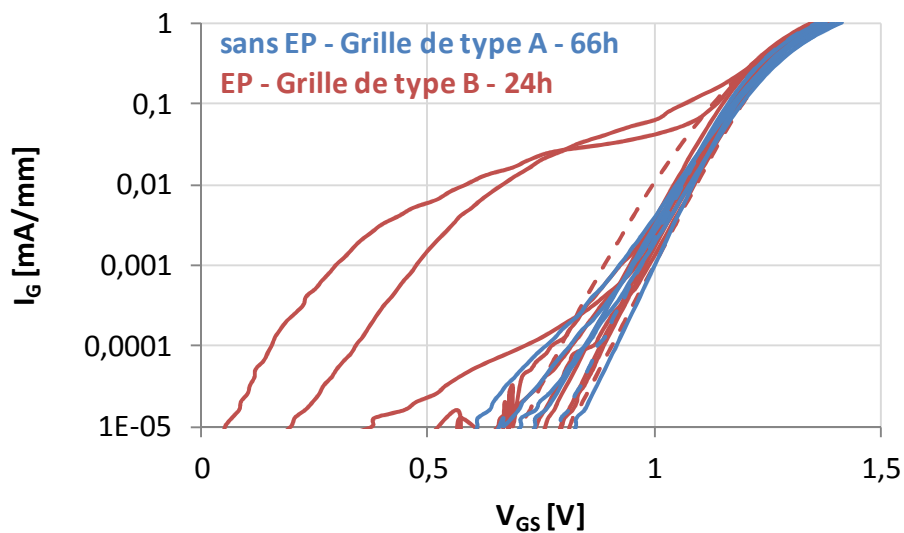


Figure 4-8 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues lors de la première mesure de reprise des tests de type HTRB sur des composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) des lots Picowatt\_51 (en rouge) et Picowatt\_40 (en bleu)

La présence de l'effet « belly shape » sur les composants des lots Picowatt\_40 et Picowatt\_51 signifie que cet effet parasite n'est pas associé à la nature du métal de grille.

Enfin, signalons que l'évolution au cours du temps des paramètres des composants du lot Picowatt\_51 est beaucoup plus homogène que celle des composants du lot Picowatt\_40. Ceci peut indiquer une amélioration des procédés de fabrication.

#### 4.3.2.2 Tests de type HTOL

La figure 4-9 présente l'évolution des paramètres électriques de DEC des lots Picowatt\_51 (en rouge) et Picowatt\_40 (en bleu) soumis à un test de type HTOL :  $T_c = 175$  °C,  $V_{DS} = 30$  V et  $I_{DS} = 140$  mA (140 mA/mm) avec  $T_j$  estimé à 280 °C.

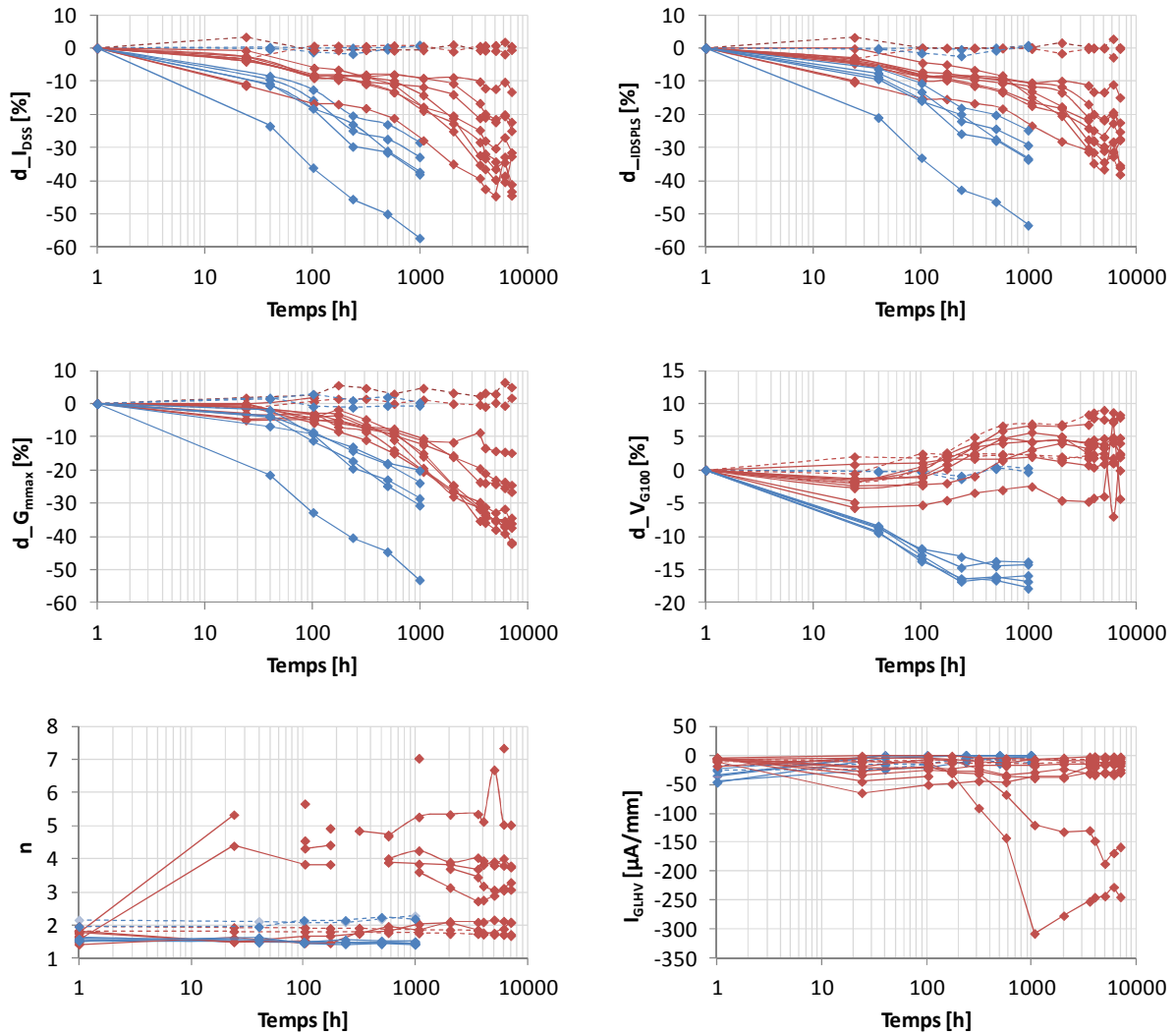


Figure 4-9 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) des lots Picowatt\_51 (en rouge) et Picowatt\_40 (en bleu) au cours d'un test de type HTOL ;  $T_c = 175\text{ °C}$  ;  $V_{DS} = 30\text{ V}$  ;  $I_{DS} = 140\text{ mA}$  ;  $T_j = 280\text{ °C}$

D'après la figure 4-9, les modifications apportées (EP et changement de métal de grille) améliorent de façon significative la durée de vie puisque la totalité des composants du lot Picowatt\_40 présentent une dérive des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  supérieure à 20 % après seulement 200 heures de test, contre plus de 2000 heures de test pour les composants du lot Picowatt\_51. L'évolution de  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  est principalement corrélée avec celle de  $G_{mmax}$ .

On constate une dérive positive de  $V_{G100}$  (c'est-à-dire vers des valeurs plus négatives) après 100 heures de test pour les composants du lot Picowatt\_51. Ceci traduit un décalage de la caractéristique de transfert vers la gauche et entraîne une augmentation de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$ , compensant ainsi partiellement la diminution de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$  due à la diminution de  $G_{mmax}$ . Par ailleurs, le décalage de la tension de seuil vers des valeurs plus négatives a pour effet d'augmenter la valeur du courant de drain appliqué pendant le test (puisque la tension  $V_{GS}$  a été fixée au début de ce dernier) et par conséquent celle de la température de jonction.

Enfin le niveau du courant de fuite à  $t_0$  des composants du lot Picowatt\_51 est inférieur à celui des composants du lot Picowatt\_40, montrant ainsi l'impact bénéfique des modifications apportées (EP et changement du métal de grille). Cependant, la valeur de  $I_{GLHV}$  et de  $n$  augmente avec l'apparition de l'effet « belly shape » lors de la première mesure de reprise, comme illustré sur la figure 4-10.

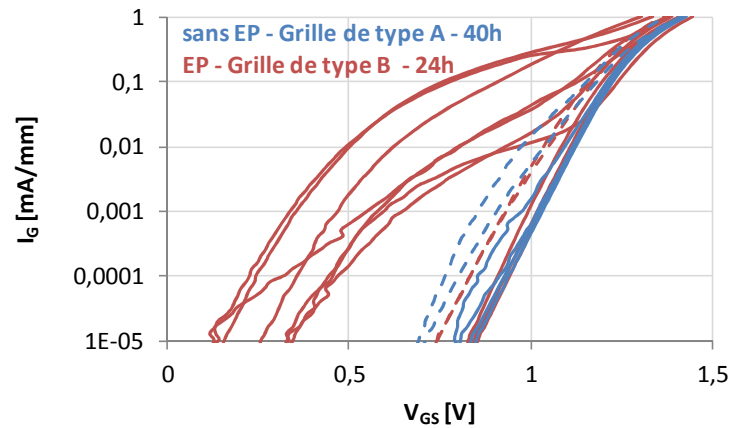


Figure 4-10 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues lors de la première mesure de reprise des tests de type HTOL sur des composants vieillies (traits continus) et non vieillies (traits pointillés) des lots Picowatt\_51 (en rouge) et Picowatt\_40 (en bleu)

La présence de l'effet « belly shape » sur des composants du lot Picowatt\_51 confirme que cet effet parasite n'est pas associé à la nature du métal de grille.

#### 4.3.2.3 Impact sur le mécanisme de « runaway »

Afin d'évaluer l'impact du changement de métal de grille sur le mécanisme de « runaway », les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  de deux composants provenant des lots Picowatt\_40 et Picowatt\_51 ont été mesurées avant vieillissement à 125 °C.

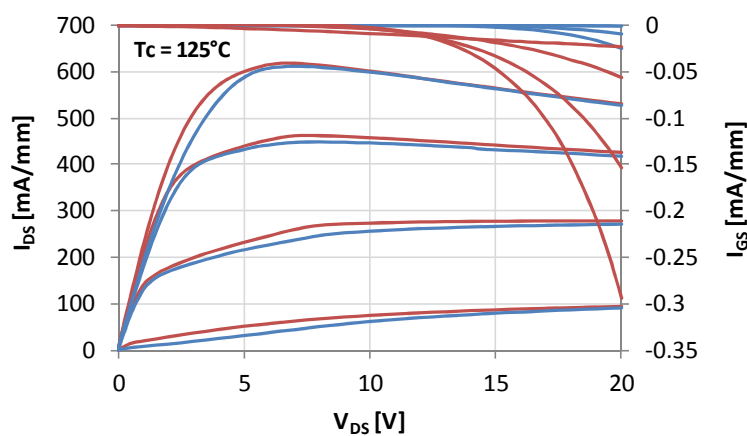


Figure 4-11 : Caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  obtenues sur des composants non vieillies des lots Picowatt\_40 (en bleu) et Picowatt\_51 (en rouge)



Les caractéristiques de sortie de la figure 4-11 révèlent la présence du mécanisme de « runaway » sur les deux composants. Ceci signifie que ce phénomène n'est pas associé à la nature du métal de grille. Même si le courant de grille est plus élevé dans le cas du composant du lot Picowatt\_51, ces deux mesures n'indiquent en aucun cas que les changements effectués ont eu un impact négatif sur le mécanisme de « runaway » considérant d'une part le nombre d'échantillons testés, et d'autre part le fait que des composants d'un même lot peuvent présenter des valeurs de  $V_{DSrunaway}$  sensiblement différentes (§ 3.3.4.3).

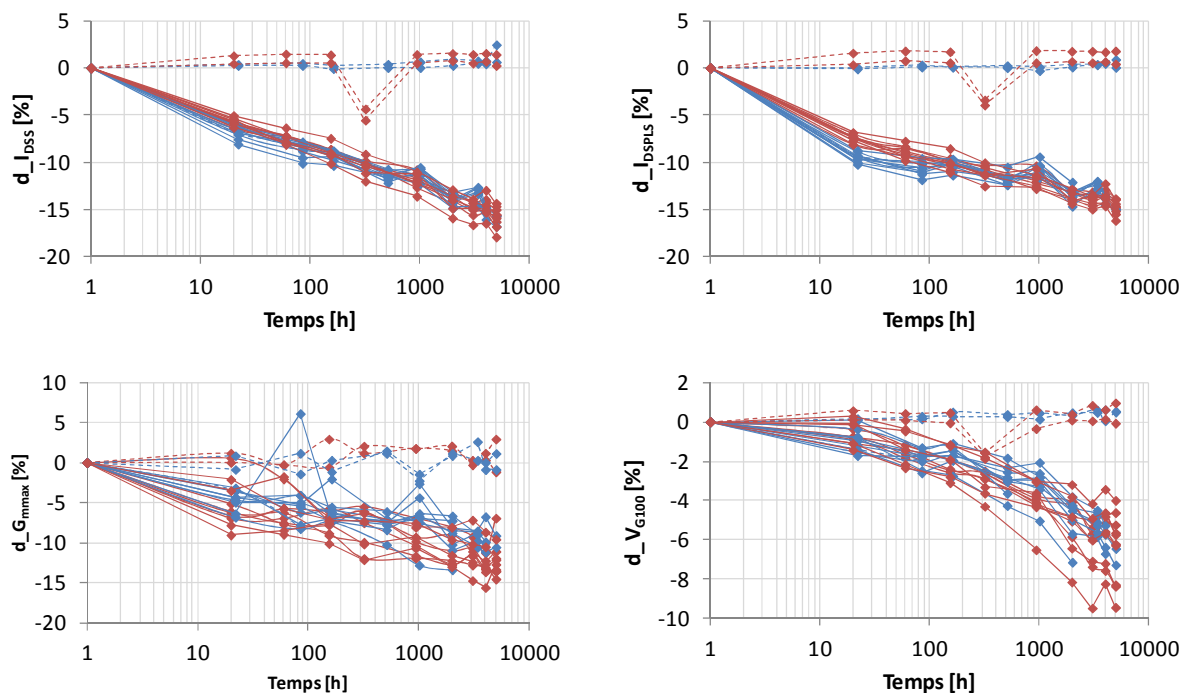
### 4.3.3 Impact du procédé LRE sur des composants provenant d'un même lot

Nous avons signalé qu'il est difficile de déterminer si l'apparition de l'effet « belly shape » est favorisée par la présence du procédé LRE en comparant les caractéristiques en direct des diodes Schottky de composants des lots Picowatt\_24 et Picowatt\_40 (§ 4.3.1).

Ainsi, afin de n'évaluer que l'impact du procédé LRE et de s'affranchir d'éventuels effets induits par les procédés de fabrication d'un lot à un autre, nous proposons de comparer les résultats de tests HTRB et HTOL de composants, avec et sans LRE, provenant du lot Picowatt\_51.

#### 4.3.3.1 Tests de type HTRB

La figure 4-12 présente l'évolution des paramètres électriques de DEC's du lot Picowatt\_51 avec (en bleu) et sans (en rouge) LRE au cours d'un test de type HTRB :  $T_c = 175\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$  et  $V_{GS} = -7\text{ V}$ .



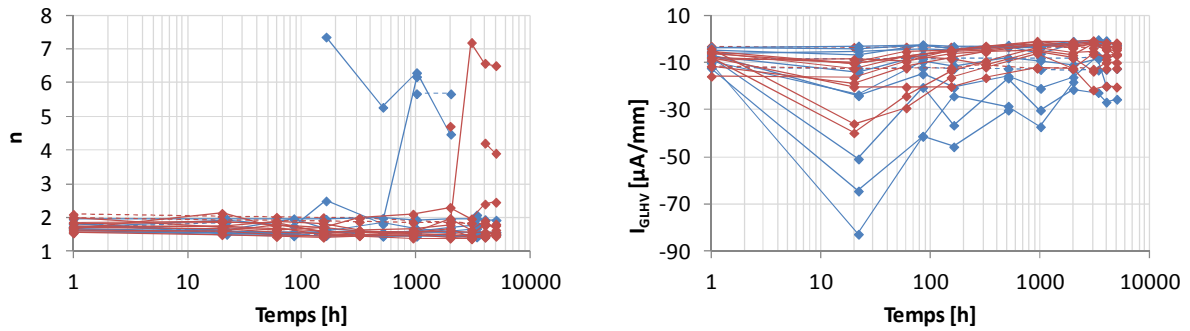
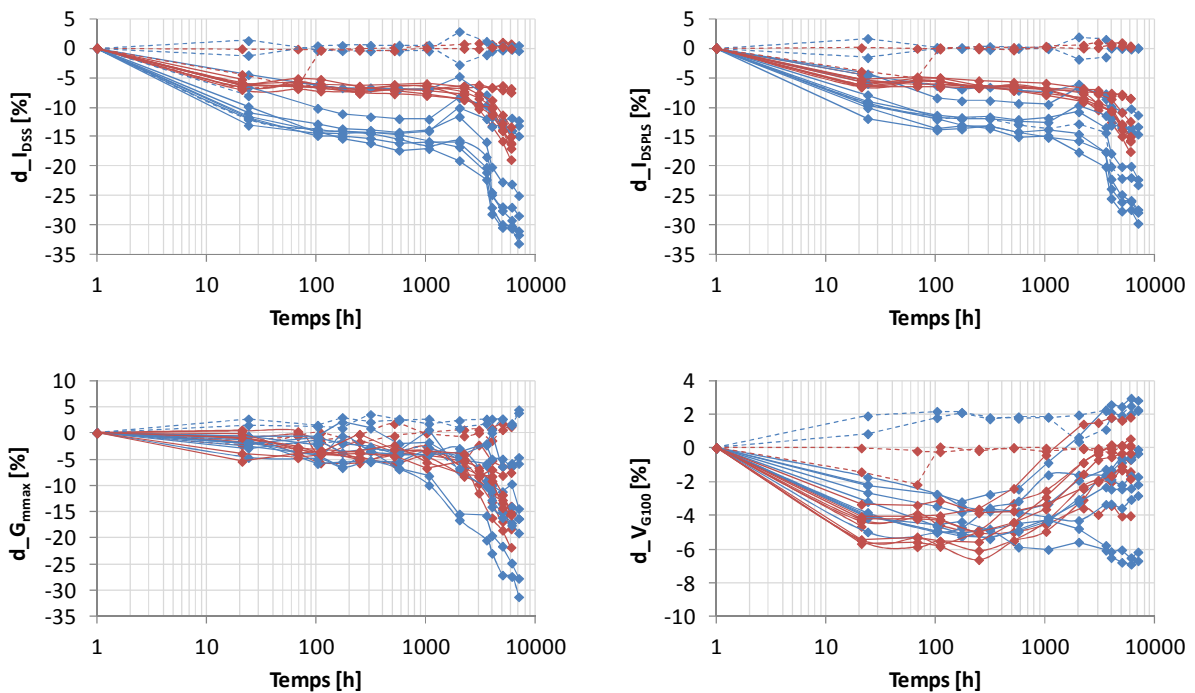


Figure 4-12 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en bleu) et sans (en rouge) LRE au cours d'un test de type HTRB ;  $T_c = 175\text{ }^\circ\text{C}$  ;  $V_{GS} = -7\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 30\text{ V}$

D'après la figure 4-12, le procédé LRE ne semble pas avoir d'impact sur la fiabilité des composants puisque la cinétique de dégradation des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$  et  $V_{G100}$  est similaire sur les deux types de composant. En revanche, la grille des composants avec LRE semble moins stable que celle des composants sans LRE. En effet, bien que le niveau du courant de fuite  $I_{GLHV}$  soit plus faible pour les composants avec LRE à  $t_0$ , ce dernier devient plus important au cours du test de vieillissement.

### 4.3.3.2 Tests de type HTOL

La figure 4-13 présente l'évolution des paramètres électriques de DECs du lot Picowatt\_51 avec (en bleu) et sans (en rouge) LRE au cours d'un test de type HTOL :  $T_c = 155\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 20\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 210\text{ mA}$  (210 mA/mm) avec  $T_j$  estimé à  $255\text{ }^\circ\text{C}$ .



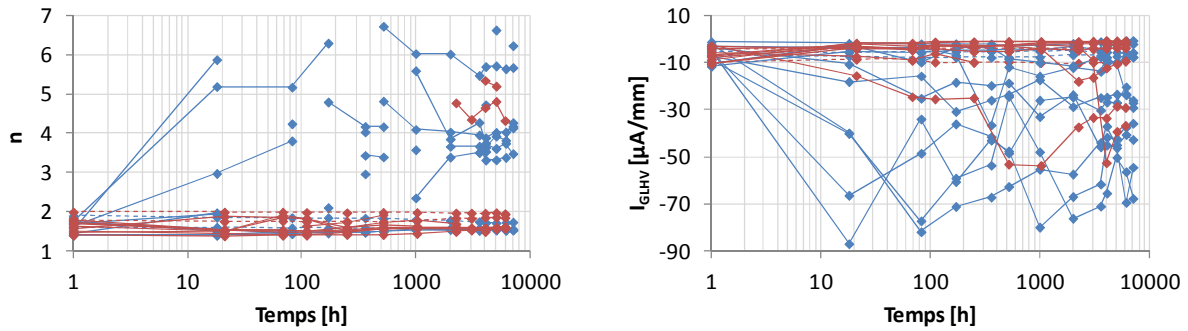


Figure 4-13 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en bleu) et sans (en rouge) LRE au cours d'un test de type HTOL ;  $T_c = 155\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 20\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 210\text{ mA}$  ;  $T_j = 255\text{ °C}$

D'après la figure 4-13, les composants sans LRE présentent moins de dispersion et une dérive initiale des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  moins importante que les composants avec LRE. Ainsi, les dérives de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$  des composants avec LRE atteignent le critère de défaillance après 2000 heures de test, alors que les dérives des composants sans LRE sont inférieures à 20 % après 6000 heures de test, ce qui implique une durée de vie plus importante pour les composants sans LRE. Cependant, la cinétique de dégradation des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$  et  $G_{mmax}$  des composants, avec et sans LRE, est similaire après 1000 heures de test.

La diode Schottky des composants sans LRE présente également une meilleure stabilité. En effet, le facteur d'idéalité de la diode et le courant de fuite de grille de la quasi-totalité des composants avec LRE augmentent de façon significative lors de la première mesure de reprise. Cependant, signalons que même si  $I_{GLHV}$  est plus élevé dans le cas des composants avec LRE, celui-ci reste bien en dessous du critère de défaillance fixé à  $-200\text{ }\mu\text{A/mm}$ .

#### 4.3.3.3 Caractéristiques en direct de la diode Schottky

La figure 4-14 présente les caractéristiques en direct de la diode Schottky, obtenues lors de la première mesure de reprise des tests de type HTRB et HTOL, des composants du lot Picowatt\_51, avec et sans LRE.

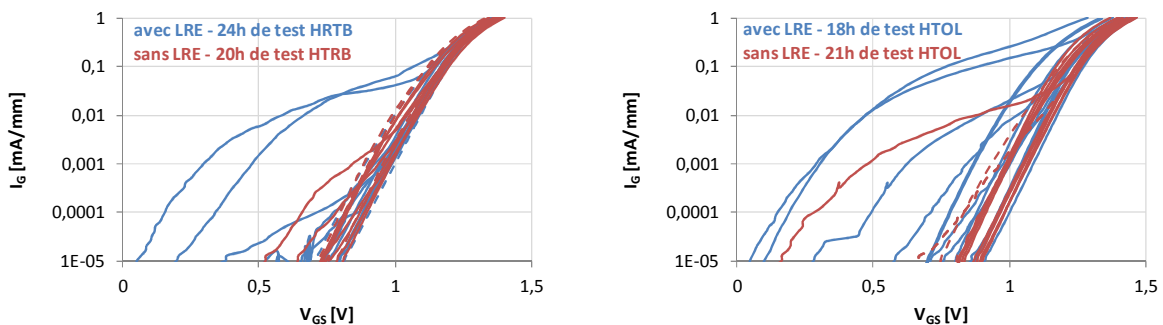


Figure 4-14 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues lors de la première mesure de reprise des tests de type HTRB (à gauche) et HTOL (à droite) sur des composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) avec (en bleu) et sans (en rouge) LRE

La comparaison des caractéristiques en direct des diodes Schottky révèle la présence de l'effet « belly shape » sur des composants du lot Picowatt\_51 avec et sans LRE. Ceci montre que le procédé LRE n'est pas à l'origine de l'apparition de cet effet parasite de fonctionnement.

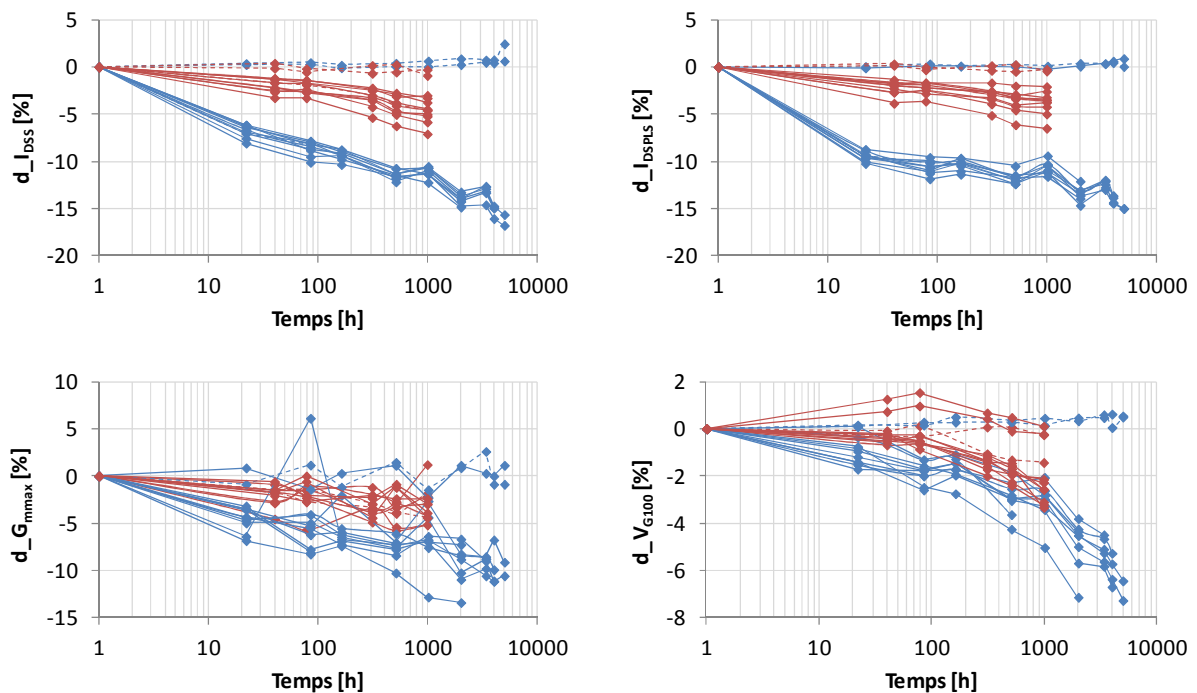
#### 4.3.4 Impact du changement de procédé de nettoyage avant le dépôt du métal de grille et du changement de taux d'aluminium

L'impact sur la fiabilité du changement de procédé de nettoyage de la surface du semi-conducteur avant le dépôt du pied de grille a été étudié en comparant les résultats obtenus au cours de tests de type HTRB et HTOL mis en œuvre sur des composants des lots Picowatt\_51 (EP, LRE, grille de type B, procédé de nettoyage standard et taux d'aluminium de X %) et Picowatt\_57 (EP, LRE, grille de type B, procédé de nettoyage amélioré, taux d'aluminium de X et Y %).

L'impact du changement de taux d'aluminium sera évalué en comparant l'évolution des paramètres des composants des lots de fiabilité provenant du lot Picowatt\_57, puisque ces derniers sont composés de DEC's issus de deux wafers présentant des taux d'aluminium différents : X et Y %.

##### 4.3.4.1 Tests de type HTRB

La figure 4-15 présente l'évolution des paramètres électriques de DEC's des lots Picowatt\_51 (X % Al) et Picowatt\_57 (X et Y % Al, procédé de nettoyage amélioré) au cours d'un test de type HTRB :  $T_c = 175\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$  et  $V_{GS} = -7\text{ V}$ .



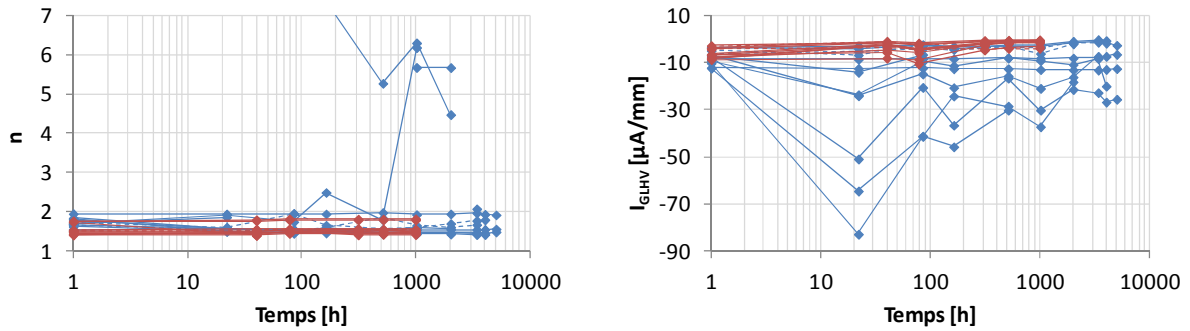


Figure 4-15 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) des lots Picowatt\_51 (en bleu) et Picowatt\_57 (en rouge) au cours d'un test de type HTRB ;  $T_c = 175\text{ }^\circ\text{C}$  ;  $V_{GS} = -7\text{ V}$  ;  $V_{DS} = 30\text{ V}$

D'après la figure 4-15, les composants du lot Picowatt\_57 présentent une dérive initiale des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSLS}$ ,  $G_{mmax}$  et  $V_{G100}$  bien inférieure à celle des composants du lot Picowatt\_51, montrant ainsi l'impact bénéfique de la modification du procédé de nettoyage de la surface avant le dépôt du pied de grille. Cependant, la cinétique de dégradation des paramètres des composants des deux lots semble similaire une fois la phase de stabilisation terminée.

La comparaison de l'évolution du facteur d'idéalité de la diode Schottky et du courant de fuite de grille montre également l'impact bénéfique du nouveau procédé de nettoyage sur la stabilité du contact Schottky. En effet, le facteur d'idéalité des composants du lot Picowatt\_57 reste à peu près constant tout au long du test, et  $|I_{GLHV}|$  reste en dessous de  $10\text{ }\mu\text{A/mm}$  après 1000 heures de test. La stabilité de ces deux paramètres au cours du temps est corrélée avec l'absence de l'effet « belly shape » sur les caractéristiques en direct de la diode Schottky, même après 1000 heures de test, comme illustré sur la figure 4-16.

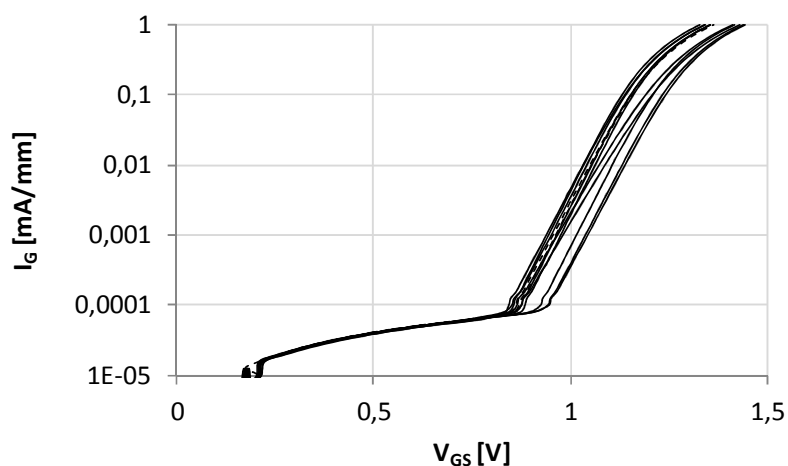


Figure 4-16 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues après 1000 heures de test de type HTRB sur des composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) du lot Picowatt\_57

Enfin, la différence de taux d'aluminium de la couche AlGaN ne semble pas avoir d'effet particulier sur la fiabilité car aucune tendance ne se dégage entre les composants du lot Picowatt\_57, qui est composé de DEC's présentant des taux d'aluminium différents.

#### 4.3.4.2 Tests de type HTOL

La figure 4-17 présente l'évolution de paramètres électriques de DEC's du lot Picowatt\_57 (X et Y % Al, procédé de nettoyage amélioré) au cours d'un test de type HTOL ( $T_c = 185\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$  et  $I_{DS} = 180\text{ mA}$  (180 mA/mm) avec  $T_j$  estimé à  $320\text{ °C}$ ), et de DEC's du lot Picowatt\_51 (X % Al) au cours d'un test de type HTOL ( $T_c = 175\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$  et  $I_{DS} = 140\text{ mA}$  (140 mA/mm) avec  $T_j$  estimé à  $280\text{ °C}$ ) à une température de jonction inférieure.

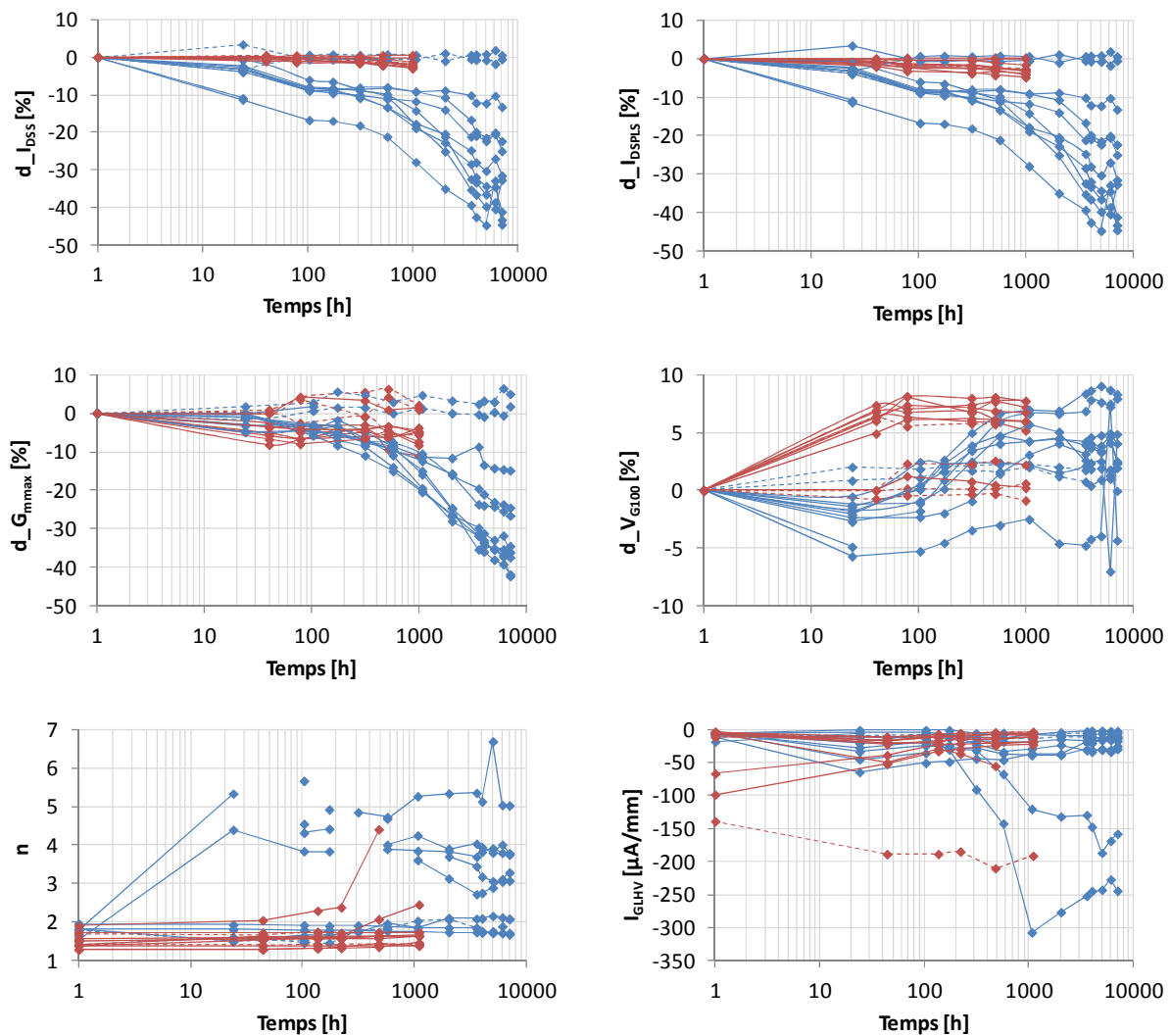


Figure 4-17 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$ ,  $V_{G100}$ ,  $I_{GLHV}$  et  $n$  de composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) du lot Picowatt\_51 (en bleu) au cours d'un test de type HTOL ( $T_c = 175\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 140\text{ mA}$  ;  $T_j = 280\text{ °C}$ ), et du lot Picowatt\_57 (en rouge) au cours d'un test de type HTOL ( $T_c = 185\text{ °C}$ ,  $V_{DS} = 30\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 180\text{ mA}$  ;  $T_j = 320\text{ °C}$ )

D'après la figure 4-17, les composants du lot Picowatt\_51 présentent une dérive initiale des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  beaucoup plus importante que celle des composants du lot Picowatt\_57. Cette différence peut s'expliquer par la dérive de  $V_{G100}$ , qui est positive dans le cas des composants du lot Picowatt\_57, et négative dans le cas des composants du lot Picowatt\_51.

En effet, le décalage de la tension de seuil vers des valeurs positives ou négatives entraîne respectivement une diminution ou une augmentation de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$ . Ainsi, la diminution de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$  corrélée avec la dérive de  $G_{mmax}$  est compensée dans le cas des composants du lot Picowatt\_57, et amplifiée dans le cas des composants du lot Picowatt\_51.

De plus, les composants du lot Picowatt\_57 semblent plus stables dans le temps que les composants du lot Picowatt\_51 considérant la cinétique de dégradation des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  après 100 heures de test, et ce malgré une augmentation significative de la température de jonction de 40 °C. Ainsi, on peut supposer que la durée de vie des composants du lot Picowatt\_57 sera plus élevée que celle des composants du lot Picowatt\_51.

La stabilité du contact Schottky semble elle aussi avoir été améliorée avec le changement de procédé de nettoyage de la surface avant le dépôt du pied de grille, considérant l'évolution du facteur d'idéalité de la diode et celle du courant de fuite de grille. En effet, plusieurs composants du lot Picowatt\_51 ont présenté l'effet « belly shape » après 24 heures de test (figure 4-10), alors que l'effet « belly shape » n'est observé que sur un seul composant du lot Picowatt\_57 après 1000 heures de test, comme illustré sur la figure 4-18.

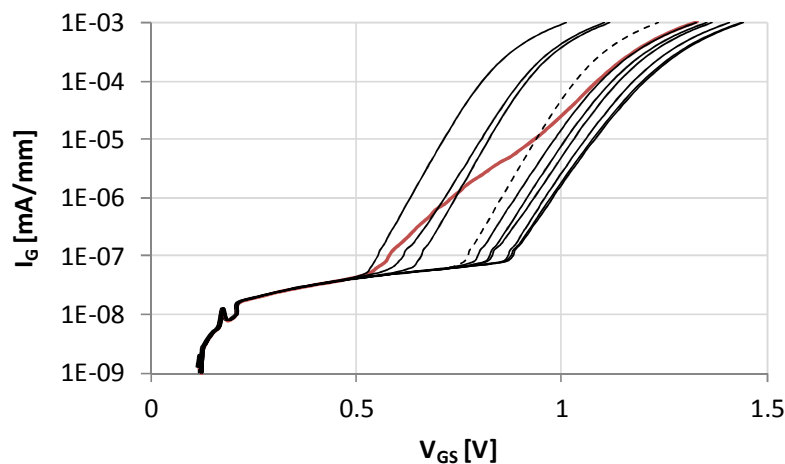


Figure 4-18 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky obtenues après 1000 heures de test de type HTOL sur des composants vieillis (traits continus) et non vieillis (traits pointillés) du lot Picowatt\_57

Enfin, notons que l'augmentation de  $I_{GLHV}$  observée après 100 heures de test sur deux composants du lot Picowatt\_51 n'est pas liée à l'apparition de l'effet « belly shape ».

#### 4.4 Estimation du paramètre $t_{50}$

Nous proposons dans cette partie d'évaluer la durée de vie des composants du lot d'évaluation de la technologie GH25 (Picowatt\_51), à une température de jonction de 175 °C, en utilisant la loi d'Arrhenius présentée précédemment (§ 4.2.1.4).

Le paramètre  $t_{50}$  a donc été déterminé sur deux lots de composants du lot Picowatt\_51 soumis à un test de type HTOL effectué dans des conditions de polarisation identiques mais à des températures différentes, comme illustré dans le tableau 4-4. La température de jonction a été évaluée à l'aide des résultats de simulations physiques fournis par *III-V lab*.

Lot	Type de test	$T_c$ (°C)	$V_{DS}$ (V)	$I_{DS}$ (mA)	$T_j$ (°C)
U320712	HTOL	155	30	140	255
U320612	HTOL	175	30	140	280

Tableau 4-4 : Présentation des conditions de test utilisées pour la détermination de  $t_{50}$

Considérant l'évolution des paramètres de la figure 4-9 et 4-13, le premier mode de défaillance de ces composants est la dérive des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ . Ainsi, nous utiliserons la dérive du paramètre  $I_{DSPLS}$  comme critère de défaillance. La figure 4-19 présente la fonction de distribution du taux de défaillance cumulé des deux lots de composants.

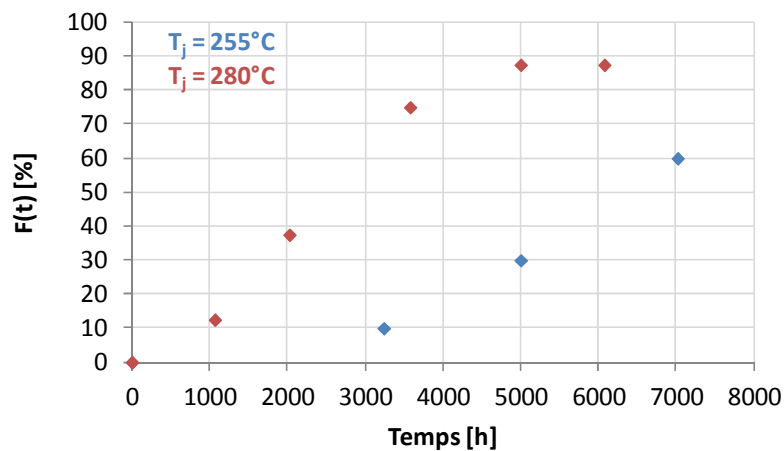


Figure 4-19 : Fonction de distribution du taux de défaillance cumulé des lots U320712 (en bleu) et U320612 (en rouge)

La valeur du temps médian ( $t_{50}$ ) a alors été extraite pour les deux tests HTOL en utilisant la loi de distribution Log-Normale et deux niveaux de confiance : 60 et 95 % [Trew2009].

Niveau de confiance (%)			60		95	
Lot	$T_j$ [°C]	$t_{50}$ [h]	$t_{50\_min}$ [h]	$t_{50\_max}$ [h]	$t_{50\_min}$ [h]	$t_{50\_max}$ [h]
U320612	280	3082	2579	3683	2035	4667
U320712	255	6774	6076	7552	5259	8726

Tableau 4-5 : Valeurs du temps médian estimées à l'aide de la loi Log-Normale



Le niveau de confiance correspond à la probabilité que la valeur du temps médian soit comprise dans un intervalle donné. Ainsi, plus le niveau de confiance est élevé, plus l'intervalle de confiance est grand. Maintenant que nous connaissons la valeur du temps médian pour deux températures de jonction différentes, il nous est possible d'estimer sa valeur à 175 °C en utilisant la loi d'Arrhenius, comme illustré sur la figure 4-20.

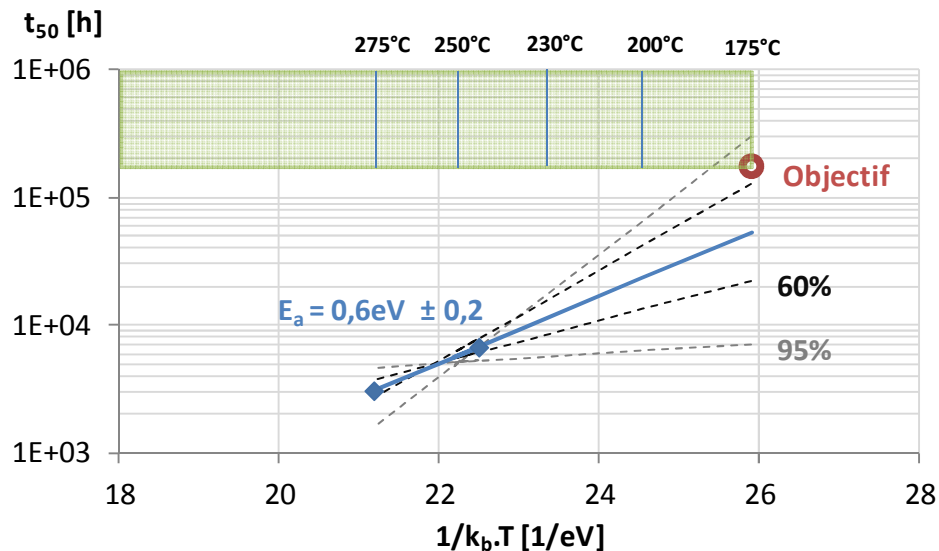


Figure 4-20 : Evolution du temps médian en fonction de la température de jonction

D'après la figure 4-20, la durée de vie des composants du lot d'évaluation de la technologie GH25-10 n'est pas en adéquation avec l'objectif d'UMS qui est d'atteindre une valeur de  $t_{50}$  de 20 ans à 175 °C (représenté par le cercle rouge sur la figure 4-20). En effet, le temps médian à 175 °C est ici estimé entre 3 et 15 ans avec un niveau de confiance de 60 %, et entre 1 et 33 ans avec un niveau de confiance de 95 %.

La grande incertitude sur l'estimation de la valeur de  $t_{50}$  à 175 °C provient d'une part de l'erreur au niveau de l'extraction du temps médian des deux lots de composants, et d'autre part du nombre de points insuffisant dans le diagramme d'Arrhenius. En effet, l'estimation du paramètre  $t_{50}$  à une température de jonction donnée nécessite au moins trois températures différentes pour être « correcte » [Shealy2011].

D'autre part, notons que l'énergie d'activation obtenue dans ces travaux est plus faible que celles rapportés dans la littérature [Inoue2007] [Ohki2009] [Leach2010], qui sont généralement comprises entre 1,6 et 2,4 eV. Cette différence peut venir des conditions de test (polarisation, température...), de la méthode utilisée pour évaluer la température de jonction [Heller2008], ou encore du fait que plusieurs mécanismes de défaillances peuvent intervenir en même temps (§ 4.2.1.4), conduisant ainsi à l'obtention d'une énergie d'activation erronée.

## 4.5 Analyse de défaillance

### 4.5.1 Présentation et description de l'analyse

Nous allons dans cette dernière partie procéder à une analyse de défaillance sur des composants du lot Picowatt\_51 au cours d'un test HTRB. Les composants ont été vieillis en condition de blocage à  $V_{GS} = -7$  V et  $V_{DS} = 30$  V jusqu'à 5000 heures à une température de 175 °C de façon à évaluer la stabilité du contact Schottky au cours du temps.

Des mesures électriques ont été effectuées en statique, sur les composants de référence et vieillis, après différents temps de vieillissement afin de suivre l'évolution des caractéristiques I-V et celle des paramètres électriques tels que  $I_{DSS}$ , la tension de seuil  $V_{Th}$ , la hauteur de barrière  $\Phi_B$  et le courant de fuite de grille à forte tension  $V_{DS}$  noté  $I_{GLHV}$ . Des composants présentant des différences au niveau de l'évolution des paramètres électriques ont alors été retirés du test de vieillissement après 600, 2000, 3000, 4000 et 5000 heures pour effectuer une analyse comparative par observation au MEB (Microscopie Electronique à Balayage) de la surface du semi-conducteur après retrait des métaux et des diélectriques.

### 4.5.2 Analyse électrique

La figure 4-21 présente l'évolution en fonction du temps des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $V_{Th}$ ,  $\Phi_B$  et  $I_{GLHV}$  des composants vieillis et de référence (non vieillis).

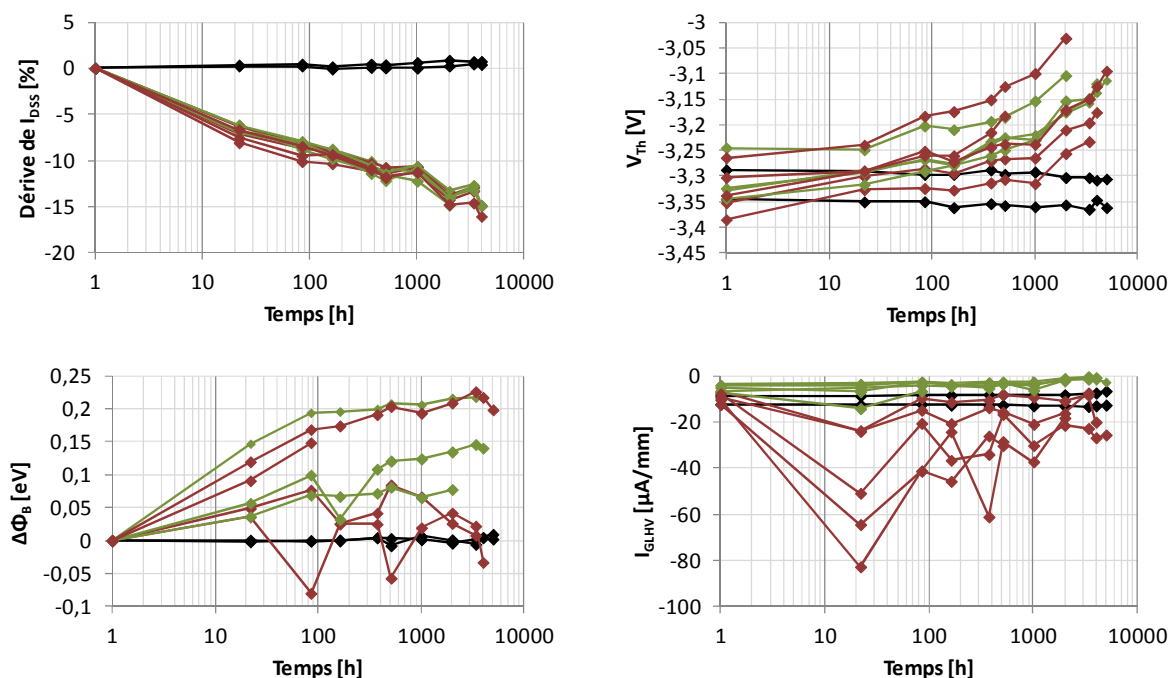


Figure 4-21 : Evolution de  $I_{DSS}$ ,  $V_{Th}$ ,  $\Phi_B$  et  $I_{GLHV}$  pendant 5000 heures de test HTRB de composants de référence (en noir), de composants vieillis présentant  $|I_{GLHV}| > 20 \mu\text{A/mm}$  (en rouge), et de composants vieillis présentant  $|I_{GLHV}| < 20 \mu\text{A/mm}$  (en vert) après 24 heures de test HTRB

Aucune défaillance n'a été constatée après 5000 heures de test puisque les dérives des paramètres  $I_{DSS}$  et  $V_{Th}$  sont inférieures à 20 % et que  $|I_{GLHV}|$  est en dessous de 200  $\mu\text{A}/\text{mm}$ , valeur qui représente le critère de défaillance utilisé à UMS concernant le courant de fuite de grille du HEMT. Bien que  $|I_{GLHV}|$  soit inférieur à 200  $\mu\text{A}/\text{mm}$ , deux types d'évolutions sont mis en évidence dès la première mesure de reprise après 24 heures de test HTRB : cinq composants présentent en effet une augmentation de  $|I_{GLHV}|$ , qui devient supérieur à 20  $\mu\text{A}/\text{mm}$  après 24 heures de test, puis une diminution continue pendant le reste de l'essai alors que les cinq autres composants ne présentent qu'une légère diminution de  $|I_{GLHV}|$  au cours des 5000 heures de test. En analysant les caractéristiques en direct des diodes Schottky, il apparaît que les composants qui présentent un courant de fuite de grille  $|I_{GLHV}| > 20 \mu\text{A}/\text{mm}$  après 24 heures de test présentent également l'effet « belly shape », comme illustré sur la figure 4-22.

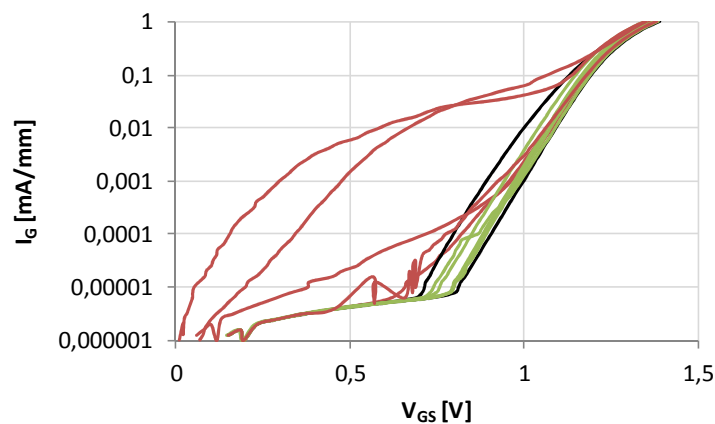


Figure 4-22 : Caractéristiques en direct de la diode Schottky des composants de référence (en noir), des composants vieillissants présentant  $|I_{GLHV}| > 20 \mu\text{A}/\text{mm}$  (en rouge) et de ceux présentant  $|I_{GLHV}| < 20 \mu\text{A}/\text{mm}$  (en vert) après 24 heures de test HTRB ;  
 $V_{DS} = 0 \text{ V}$  ;  $V_{GS}$  est croissant

Enfin, il a été constaté que l'évolution des courants de grille enregistrés au cours du test HTRB est plus bruitée pour les composants présentant l'effet « belly shape » que pour les composants n'en présentant pas, comme illustré sur la figure 4-23.

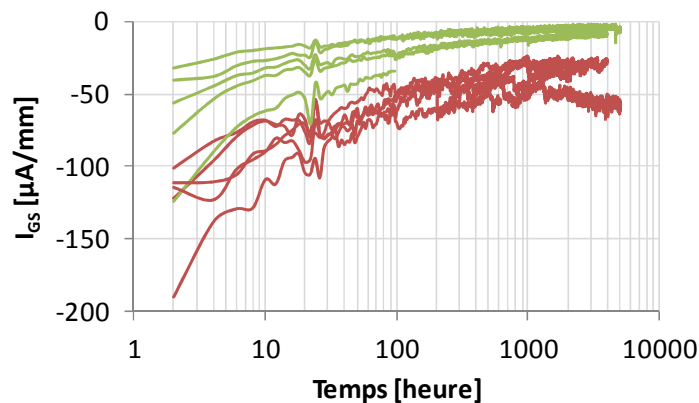


Figure 4-23 : Evolution du courant de grille des composants avec (en rouge) et sans (en vert) l'effet « belly shape » au cours du test HTRB

### 4.5.3 Analyse physique

L'analyse physique, réalisée par *Thales R&T*, consiste à effeuiller la puce jusqu'au semi-conducteur de façon à pouvoir observer l'évolution des trous et des sillons formés à la surface du semi-conducteur au niveau de la région active au cours du test de vieillissement [Makaram2010] [Montes Bajo2012]. L'objectif étant de corréler les dégradations électriques avec la présence éventuelle de défauts physiques.

La procédure d'effeuillage utilisée est la suivante : la couche de passivation est tout d'abord retirée jusqu'au « field plate » en utilisant un plasma SF<sub>6</sub>/O<sub>2</sub> puis une solution KCN à 60 °C pour graver l'or. Les matériaux diélectriques et les métaux sont ensuite retirés jusqu'au semi-conducteur par des solutions à base de HF à température ambiante, et d'Aqua Regia (HCl/HNO<sub>3</sub> – 3/1) à 70 °C. Il est important de noter qu'aucune solution oxydante n'a été utilisée de façon à limiter les artefacts de préparation tels qu'un phénomène d'extension des trous supposés existants dans le semi-conducteur.

La figure 4-24 présente une image MEB de la zone active d'un transistor, après 2000 heures de test HTRB, en vue de dessus après le retrait de la passivation SiN et du métal.

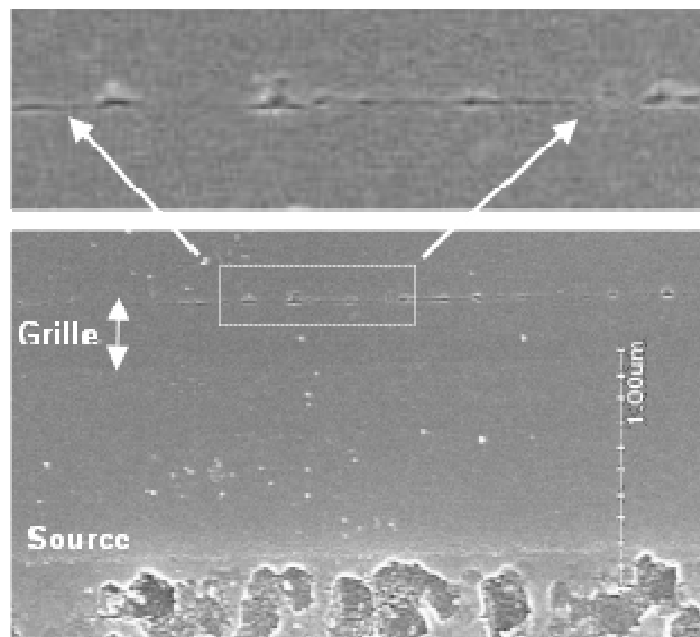


Figure 4-24 : Image MEB de la zone active d'un transistor, après 2000 heures de test HTRB, en vue de dessus (en bas) après le retrait de la passivation SiN et du métal ;  
Grossissement de l'image MEB à l'intérieur du rectangle blanc (en haut)

L'observation au MEB de la zone active du transistor à la périphérie d'un doigt de grille révèle une ligne de trous (appelés « pits » dans les publications) le long du bord de la grille côté drain et la présence d'une fissure (appelée « crack ») entre les « pits », qui pourraient être la cause des dégradations électriques observées.

Les images MEB de la zone active de composants extraits du test après différentes durées de vieillissement ont ensuite été comparées, comme illustré sur la figure 4-25, de façon à pouvoir corrélérer ou non la formation de ces défauts avec les dégradations électriques.

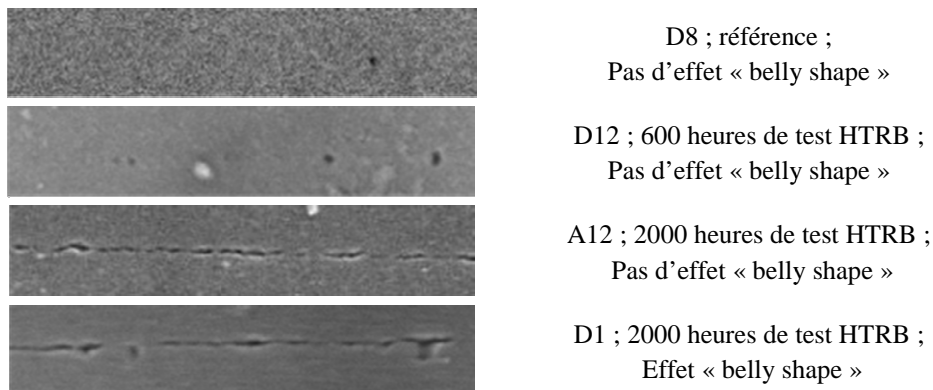


Figure 4-25 : Images MEB de la zone active, de transistors de référence et vieillis, en vue de dessus après le retrait de la passivation SiN et du métal

La comparaison des images MEB révèle que le nombre de « pits » augmente avec le temps de vieillissement et que la formation de « cracks » est progressive au cours du test HTRB. En effet des « pits » apparaissent sur un doigt de grille d'un composant après 600 heures de test, et sur cinq doigts de grille d'un autre composant après 2000 heures. Notons qu'aucune différence significative n'a été observée entre un composant présentant l'effet « belly shape » et un autre n'en présentant pas. Ceci montre que la présence de l'effet « belly shape » n'est pas liée à l'apparition de « pits » et de « cracks » le long du pied de grille.

De façon intéressante, des défauts cristallins ont été observés sous le « field plate » dans la région grille-drain sur l'ensemble des composants après 3000 heures de test HTRB, comme illustré sur les figures 4-26 et 4-27.

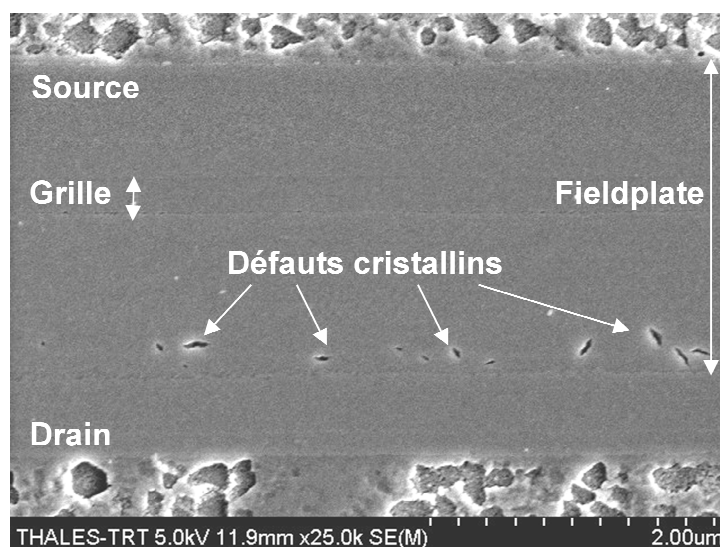


Figure 4-26 : Image MEB de la zone active d'un transistor, après 3000 heures de test HTRB, en vue de dessus après le retrait de la passivation SiN et du métal

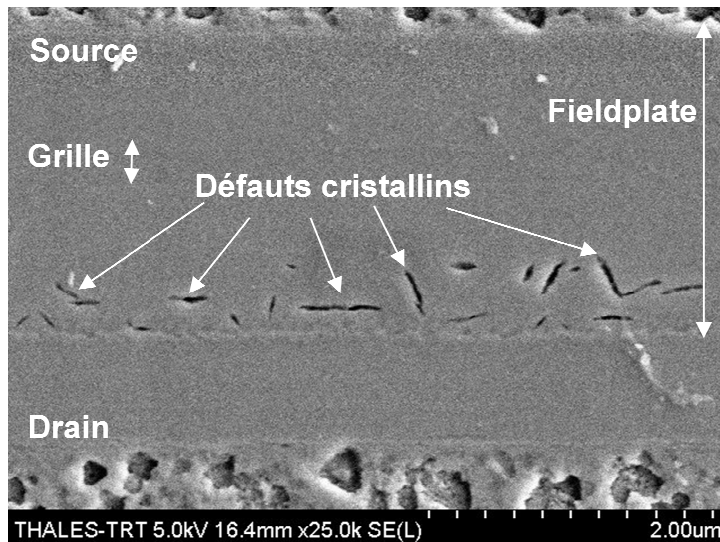


Figure 4-27 : Image MEB de la zone active d'un transistor, après 4000 heures de test HTRB, en vue de dessus après le retrait de la passivation SiN et du métal

La formation de ces défauts (« pits », « cracks » et défauts cristallins) a principalement été attribuée à l'effet piézoélectrique inverse dans la littérature [del Alamo2009] [Marcon2012] [Chowdhury2008] [Park2009] [Joh2011], ou à un processus de diffusion d'impuretés (telles que de l'oxygène ou du carbone) accéléré par la contrainte piézoélectrique inverse [Kuball2010].

Bien que la formation de ces défauts cristallins soit progressive au cours du temps, ces derniers peuvent apparaître après seulement quelques minutes de test [Makaram2010].

Enfin, signalons que l'ensemble des défauts physiques observés ne sont pas répartis de manière uniforme sur l'ensemble de la structure des transistors. En effet, certaines zones en périphérie des doigts de grille en sont dépourvues.

#### 4.5.4 Interprétation

D'après la figure 4-21, la formation et la croissance de « pits » et de « cracks » le long du bord du pied de grille au cours du test de vieillissement semblent être corrélées avec l'évolution des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $V_{Th}$  et  $\Phi_B$  plutôt qu'avec celle du courant de fuite  $I_{GLHV}$ , comme souvent rapporté dans la littérature [del Alamo2009] [Makaram2010].

En effet,  $I_{GLHV}$  augmente de façon importante sur certaines pièces après 24 heures de test avant de diminuer jusqu'à la fin de l'essai (5000 heures). En revanche,  $I_{DSS}$  diminue progressivement,  $V_{Th}$  se décale continument vers des valeurs moins négatives, et  $\Phi_B$  augmente progressivement, ce qui est cohérent avec l'évolution progressive de « pits » et de « cracks » le long du pied de grille au cours du test de vieillissement.

Enfin, rappelons que la présence de l'effet « belly shape » n'est pas liée à l'apparition de « pits » et de « cracks » puisque ces derniers ont été observés sur l'ensemble des composants.

Le mécanisme de dégradation suivant est alors proposé. Au cours d'un test HTRB, la tension appliquée entre la grille et le drain est très élevée. Ceci induit un pic de champ électrique au bord du pied de grille côté drain, et un deuxième, de plus faible amplitude, à l'aplomb du plateau de champ [Palankovski2006].

Ainsi, en raison de l'effet piézoélectrique inverse, la contrainte mécanique est plus importante au bord du pied de grille côté drain, c'est-à-dire là où le champ électrique est le plus élevé. Ce qui a pour effet d'entraîner la formation de « pits » et de « cracks » au bord du pied de grille côté drain.

Ces défauts cristallins modifient l'interface métal/semi-conducteur, ce qui a pour effet d'augmenter la valeur de la hauteur de barrière de la diode  $\Phi_B$  et donc de décaler la valeur de la tension de seuil  $V_{Th}$  vers des valeurs plus positives [Ando2013]. Ceci se traduit par un décalage de la caractéristique de transfert vers la droite, et entraîne une diminution de  $I_{DSS}$ .

D'autre part, la création de ces défauts entraîne une diminution locale de l'épaisseur de la couche AlGaN et donc une relaxation locale. Ceci a pour effet de diminuer la quantité de charges piézoélectriques dans la couche AlGaN et donc de réduire la densité de porteurs dans le canal [Ambacher2000] [Vetry2000]. Ce qui se traduit par une diminution de  $I_{DSS}$ .

La relaxation locale de la couche AlGaN au niveau du pied de grille côté drain entraîne également une diminution du champ électrique induit par les charges piézoélectriques. Ceci aurait alors pour effet de diminuer le courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$ .

Ainsi, l'augmentation de  $I_{GLHV}$  constatée lors de la première mesure de reprise serait corrélée avec l'apparition de l'effet « belly shape », qui a été attribué à la création d'un chemin de conduction dépendant de la tension appliquée (§ 3.3.2.1). Et la diminution du courant de fuite  $I_{GLHV}$  observée jusqu'à la fin du test serait due à la création progressive de défauts cristallins au bord du pied de grille.

La couche AlGaN étant plus relaxée au niveau du pied de grille du fait de la création des défauts cristallins, on peut donc supposer que la contrainte mécanique est maintenant plus importante à l'aplomb du plateau de champ. Ceci provoque alors la création de défauts cristallins sous le « field plate », qui induisent à leur tour une réduction locale de l'épaisseur de la couche AlGaN, et donc une diminution de la densité de porteur dans le canal.

La figure 4-28 donne une représentation schématique du mécanisme de dégradation décrit ci-dessus.

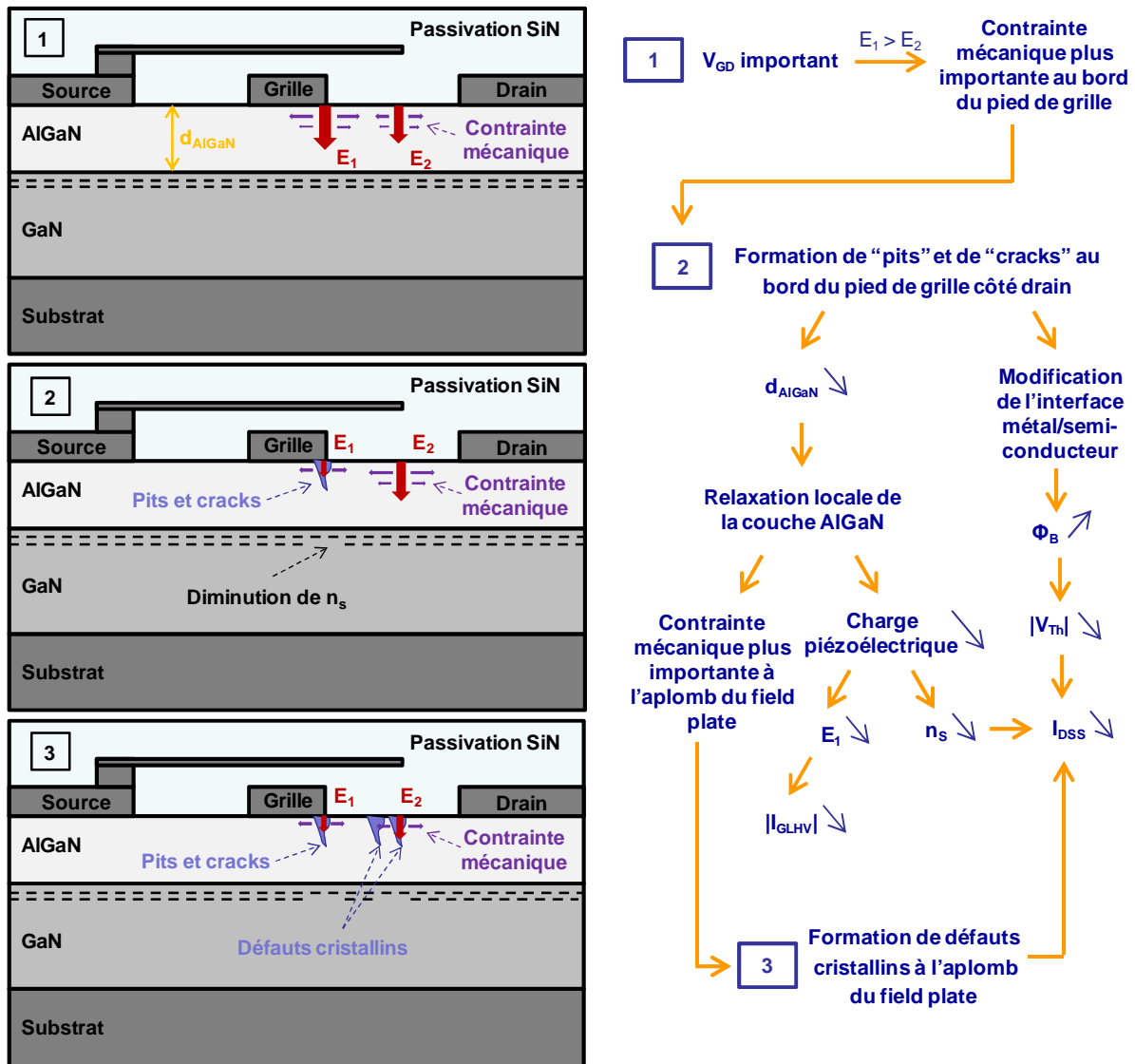


Figure 4-28 : Représentation schématique du mécanisme de dégradation proposé

## 4.6 Conclusions du chapitre

Ce dernier chapitre était dédié à l'étude de la fiabilité de la technologie GH25. Les composants provenant de lots présentant différentes variantes technologiques, développées par UMS pendant la phase d'évaluation de la technologie GH25, ont été soumis à des tests de vieillissement accéléré de type HTRB et HTOL. Les résultats de ces tests ont alors été analysés afin de déterminer l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité d'une part, et d'identifier les mécanismes de dégradation d'autre part.

### 4.6.1 Modes de dégradation et effets parasites

L'évolution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  a été corrélée avec la dérive des paramètres  $V_{G100}$  et  $G_{mmax}$  au cours de la phase de stabilisation pendant laquelle la structure des composants évolue rapidement sous les effets du champ électrique et de la température. En outre, la dérive négative de  $V_{G100}$  (vers des valeurs plus positives) semble être principalement



activée par le champ électrique, alors que la dérive positive de  $V_{G100}$  (vers des valeurs plus négatives) semble être activée par la température. En revanche, la dérive des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  en dessous du critère de défaillance observée au cours des tests HTOL, a principalement été corrélée avec la diminution de  $G_{mmax}$ . Le mécanisme de dégradation associé est donc fortement accéléré par la température et constitue un mécanisme de défaillance.

L'augmentation de  $I_{GLHV}$  observée sur les premières mesures de reprise a été corrélée avec l'apparition de l'effet « belly shape » au cours de tests de type HTRB et HTOL. Ceci signifie que le mécanisme de dégradation associé dépend de la température et du champ électrique. En revanche, l'augmentation de  $I_{GLHV}$  au dessus du critère de défaillance intervenant après plusieurs centaines d'heures de test HTOL sur quelques composants, n'a pas été corrélée avec l'apparition de l'effet « belly shape », et constitue un mode de défaillance.

L'augmentation du facteur d'idéalité de la diode Schottky est due à l'apparition de l'effet « belly shape » au cours de tests de type HRTB et HTOL. Ainsi, le mécanisme de dégradation associé serait accéléré par le champ électrique et la température. L'effet « belly shape » étant observable après seulement quelques heures de test et n'ayant pas entraîné de défaillance électrique, ce dernier constitue donc un effet parasite de fonctionnement.

Enfin, signalons qu'aucune défaillance électrique n'a été attribuée au mécanisme de « runaway ». Ce dernier est donc considéré comme un effet parasite de fonctionnement de la technologie GH25, et non pas comme un mécanisme de défaillance.

#### 4.6.2 Impact des variantes technologiques

Le lot Picowatt\_24 (grille de type A, pas de LRE, pas de EP et procédé de nettoyage standard) présente un bon comportement d'un point de vue fiabilité considérant la faible dérive des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSPLS}$ ,  $G_{mmax}$  et  $V_{G100}$  au cours du temps. Cependant, les composants de ce lot ont présenté un taux de mortalité infantile important, limitant ainsi fortement leur durée de vie. Par ailleurs, le contact Schottky semble stable, ce qui se traduit par un faible courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  et l'absence de l'effet « belly shape » sur la caractéristique en direct de la diode Schottky.

L'ajout du procédé LRE sur le lot Picowatt\_40 a permis de diminuer de façon significative la valeur du courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  à  $t_0$ . Cependant, les transistors du lot Picowatt\_40 présentent un moins bon comportement d'un point de vue fiabilité par rapport à ceux du lot précédent, considérant l'importante dérive des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ . De plus, les contacts Schottky semblent moins stables après l'ajout du procédé LRE, du fait de l'apparition de l'effet « belly shape » et de l'augmentation importante de  $I_{GLHV}$ .

La modification du métal de grille et l'ajout du procédé « Early Passivation » sur le lot Picowatt\_51 ont permis d'améliorer de façon significative les performances d'un point de vue fiabilité. La dérive des paramètres  $I_{DSPLS}$ ,  $I_{DSS}$ ,  $G_{mmax}$  et  $V_{G100}$  est en effet plus faible que celle des composants du lot Picowatt\_40, provoquant de ce fait une augmentation de la durée de vie. De plus, la qualité du contact Schottky a encore été améliorée, considérant la faible valeur de  $I_{GLHV}$  à  $t_0$ . En revanche, notons que le changement de métal de grille n'a pas entraîné d'améliorations vis-à-vis du mécanisme de « runaway » et de l'effet « belly shape ».

La comparaison des résultats des tests de vieillissement accéléré mis en œuvre sur des composants du lot Picowatt\_51, avec et sans LRE, a permis de montrer que les composants sans LRE présentent un contact Schottky plus stable. En effet, la valeur de  $I_{GLHV}$  et le nombre de composants présentant l'effet « belly shape » sont inférieurs en l'absence du procédé LRE. Alors que le LRE ne semble pas avoir d'impact sur la cinétique de dégradation des paramètres électriques des composants au cours des tests de vieillissement, les composants sans LRE présentent une dérive initiale plus faible que les autres. Ainsi, la durée de vie des composants sans LRE serait plus importante que celle des composants avec LRE.

Pour finir, le changement de procédé de nettoyage de la surface avant le dépôt du pied de grille, opéré sur les composants du lot Picowatt\_57, a eu un impact positif sur la fiabilité des composants de la technologie GH25-10. En effet, la stabilité du contact Schottky a été améliorée, considérant l'évolution du facteur d'idéalité de la diode d'une part, et celle du courant de fuite de grille d'autre part. De plus, la dérive initiale des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $I_{DSLS}$ ,  $G_{mmax}$  et  $V_{G100}$  a été réduite de façon significative. Enfin, la durée de vie a été prolongée par rapport à celle des composants du lot Picowatt\_51, considérant la faible dérive de  $I_{DSS}$  et de  $I_{DSPLS}$  après 1000 heures de test HTOL.

Le tableau 4-6 présente un récapitulatif des principaux résultats des tests de vieillissement mis en œuvre sur les composants de la technologie GH25-10.

Lot	Picowatt_24	Picowatt_40	Picowatt_51	Picowatt_57
<b>LRE</b>	non	oui	oui / non	oui
<b>EP</b>	non	non	oui	oui
<b>Grille</b>	Type A	Type A	Type B	Type B
<b>% Al</b>	X	X	X	X / Y
<b>Procédé de nettoyage</b>	standard	standard	standard	amélioré
<b>Transistor</b>	Faible dérive de $I_{DSS}$ , $I_{DSPLS}$ , $V_{G100}$ et $G_{mmax}$	Dérive importante de $I_{DSS}$ , $I_{DSPLS}$ , $V_{G100}$ et $G_{mmax}$	Diminution des dérivées de $I_{DSS}$ , $I_{DSPLS}$ , $V_{G100}$ et $G_{mmax}$	Diminution des dérivées de $I_{DSS}$ , $I_{DSPLS}$ , $V_{G100}$ et $G_{mmax}$
<b>Contact Schottky</b>	$I_{GLHV}$ élevé à $t_0$ $n$ reste stable au cours des tests	Faible $I_{GLHV}$ à $t_0$ $n$ augmente au cours des tests	Diminution de $I_{GLHV}$ à $t_0$ $n$ augmente au cours des tests	Très faible $I_{GLHV}$ à $t_0$ Diminution de $I_{GLHV}$ au cours des tests $n$ est plus stable au cours des tests
<b>Fiabilité</b>	Bon comportement d'un point de vue fiabilité  Taux de mortalité infantile élevé	Mauvais comportement d'un point de vue fiabilité  Durée de vie limitée par la dérive importante des paramètres électriques du transistor  Diminution du taux de mortalité infantile	Bon comportement d'un point de vue fiabilité  Augmentation de la durée de vie par rapport au lot Picowatt_40  Les composants sans LRE sont plus stables dans le temps	Très bon comportement d'un point de vue fiabilité  Faible dérive des paramètres électriques du transistor  Pas de différence entre les deux taux d'aluminium
<b>Effets parasites</b>	« Runaway »	« Runaway » « Belly shape »	« Runaway » « Belly shape »	« Runaway » « Belly shape »

Tableau 4-6 : Récapitulatif des résultats des tests de vieillissement mis en œuvre sur les composants de la technologie GH25

Le tableau 4-7 présente une synthèse de l'impact de chaque variante technologique sur la fiabilité de la technologie GH25.

Variante	Description	Objectifs	Résultats
<b>LRE</b>	Gravure locale du nitrure	Diminution de la contrainte mécanique → diminution du courant de fuite	Diminution du courant de fuite à $t_0$ Augmentation de la dérive initiale des paramètres
<b>Métal de grille / EP</b>	Métal A → Métal B	Amélioration vis-à-vis du mécanisme de « runaway » et de l'effet « belly shape »	Pas d'impact sur le mécanisme de « runaway » et l'effet « belly shape »
	Passivation au début du procédé de fabrication	Diminution du courant de fuite	Augmentation de la durée de vie Diminution du courant de fuite à $t_0$
<b>Procédé de nettoyage</b>	Amélioration du procédé de nettoyage avant dépôt du pied de grille	Amélioration de la qualité et de la stabilité du contact Schottky	Amélioration de la stabilité du contact Schottky Augmentation de la durée de vie Diminution du courant de fuite à $t_0$
<b>Taux d'aluminium</b>	X % → Y %	Augmentation de la puissance maximale de sortie	Pas d'impact sur la fiabilité

Tableau 4-7 : Impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25

#### 4.6.3 Origine physique des dégradations et des effets parasites

Le mécanisme de « runaway » étant observable sur l'ensemble des lots étudiés, il est donc indépendant de la nature du métal de grille et des traitements de surface. Ceci est en adéquation avec notre hypothèse selon laquelle les électrons sont extraits du métal de grille vers le semi-conducteur sous l'effet du champ électrique, puis acheminés vers le canal du HEMT par effet tunnel du fait de la présence de défauts situés dans la couche AlGaN (§ 3.2.5).

L'apparition de l'effet « belly shape » est indépendante du métal de grille, mais semble grandement affectée par les traitements de surface. L'effet « belly shape » serait alors dû à la dégradation de l'interface métal/semi-conducteur (§ 3.3.5) du contact Schottky sous les effets du champ électrique et de la température. Ceci est en adéquation avec une inhomogénéité du contact Schottky (§ 3.3.3.4) et la présence de pièges de G-R (§ 3.3.2.2).

Le niveau du courant de fuite de grille  $I_{GLHV}$  est sensible aux traitements de surface. L'augmentation de  $I_{GLHV}$  observée lors des premières mesures de reprise a été corrélée avec l'effet « belly shape », et pourrait alors être induite par la dégradation de l'interface métal/semi-conducteur et/ou métal/semi-conducteur/passivation du contact Schottky. En revanche, son augmentation après plusieurs centaines d'heures de test serait plutôt due à la création de défauts dans la couche AlGaN sous les effets du champ électrique et de la température. Ainsi, l'application d'un champ électrique important entre la grille et le drain entraînerait deux mécanismes d'injection d'électrons à partir de la grille par effet tunnel assisté par pièges : l'un dans le volume de la couche AlGaN, et l'autre dans les états de surface de la couche AlGaN [Trew2009].

Mis à part la phase de stabilisation, la cinétique de dégradation des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  est similaire sur l'ensemble des lots testés. Ceci signifie que les mécanismes de dégradation responsables de la diminution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  sont plutôt liés à une dégradation de l'hétérostructure AlGaN/GaN. Ainsi, la dérive négative de  $V_{G100}$  (vers des valeurs plus positives) pourrait être due à la création de défauts au bord du pied de grille induits par l'effet piézoélectrique inverse (§ 4.5.4) ; et la diminution de  $G_{mmax}$  pourrait s'expliquer par la génération de pièges dans la couche AlGaN dus aux dommages causés par les électrons chauds [Joh2008] [Kim2003] [Leach2010] [Sozza2005-2] [Zanoni2007]. Le temps médian à 175 °C de température de jonction a été estimé entre 3 et 15 ans avec une énergie d'activation associée de  $0,6 \text{ eV} \pm 0,2$  pour le mécanisme de dégradation responsable de la diminution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ .

Le tableau 4-8 présente un récapitulatif des mécanismes de dégradation et des effets parasites observés au cours de ces travaux sur les composants de la technologie GH25-10.

Mode de dégradation / Effet parasite	« Runaway »	« Belly shape »	Augmentation de $I_{GLHV}$	Diminution de $I_{DSS}$ et de $I_{DSPLS}$
<b>Impact sur la fiabilité</b>	Effet parasite (pas de défaillance associée)	Effet parasite (pas de défaillance associée)	Effet parasite (défaillance précoce)	Mécanisme de défaillance (fin de vie)
<b>Origine physique</b>	Injection d'électrons de la grille vers l'AlGaN par effet tunnel	Dégradation de l'interface métal/semi-conducteur et/ou Dégradation de l'interface métal/semi-conducteur/passivation Pièges de G-R	Dégradation de l'interface métal/semi-conducteur Dégradation de l'hétérostructure Génération d'états de surface	Dégradation de l'hétérostructure par des électrons chauds
<b>Facteurs d'accélération</b>	Champ électrique ? Température ?	Champ électrique Température	Champ électrique Température	Température Champ électrique
$t_{50}$ à 175°C	-	-	-	3 à 15 ans
$E_a$ (eV)	-	-	-	$0,6 \pm 0,2$

Tableau 4-8 : Mécanismes de dégradation et effets parasites de la technologie GH25-10

# Références du chapitre 4

---

[Ambacher2000] “Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures”, 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. *Journal of applied physics Volume 87, Number 1, 1<sup>er</sup> Janvier 2000, p.334-344*

[Ando2013] “Impact of Epi-Layer Quality on Reliability of Ga<sub>N</sub>/AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Heterostructure Field-Effect Transistors on Si Substrate”, Y. Ando, K. Ishikura, Y. Murase, K. Asano, I. Takenaka, S. Takahashi, H. Takahashi, and C. Sasaoka. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 60, No. 12, December 2013, p. 4125-4132*

[Chini2012] “Analysis of Ga<sub>N</sub> HEMT Failure Mechanisms During DC and Large-Signal RF Operation”, A. Chini, V. Di Lecce, F. Fantini, G. Meneghesso, and E. Zanoni. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 59, No. 5, May 2012, p. 1385-1392*

[Chowdhury2008] “TEM Observation of Crack- and Pit-Shaped Defects in Electrically Degraded Ga<sub>N</sub> HEMTs”, U. Chowdhury, J.L. Jimenez, C. Lee, E. Beam, P. Saunier, T. Balistreri, S-Y Park, T. Lee, J. Wang, M.J. Kim, J. Joh, and J.A. del Alamo. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 29, No. 10, October 2008, p.1098-1100*

[del Alamo2009] “Ga<sub>N</sub> HEMT reliability”, J.A. del Alamo and J. Joh. *Microelectronics Reliability 49 (2009) p. 1200-1206*

[Heller2008] “Simulation of Life Testing Procedures for Estimating Long-Term Degradation and Lifetime of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs”, E. R. Heller. *IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 55, No. 10, October 2008, p .2554-2560*

[Inoue2007] “Degradation-Mode Analysis for Highly Reliable Ga<sub>N</sub>-HEMT”, Y. Inoue, S. Masuda, M. Kanamura, T. Ohki, K. Makiyama, N. Okamoto, K. Imanishi, T. Kikkawa, N. Hara, H. Shigematsu, and K. Joshin. *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S nternational, June 2007, p. 639-642*

[JEDEC2012] “Stress-Test-Driven Qualification of Integrated Circuits”, JEDEC Solid State Technology Association. *JEDEC Standard No. 471 (Revision of JESD47H.01, April 2011), 2012*

[Joh2008] “Critical Voltage for Electrical Degradation of Ga<sub>N</sub> High-Electron Mobility Transistors”, J. Joh, and J. A. del Alamo. *IEEE Electron Device Letters, Vol. 29, No. 4, April 2008, p. 287-289*

[Joh2011] “Role of stress voltage on structural degradation of Ga<sub>N</sub> high-electron-mobility transistors”, J. Joh, J. A. del Alamo, K. Langworthy, S. Xie, T. Zheleva. *Microelectronics Reliability 51, 2011, p. 201-206*

**[Kim2003]** “Effects of SiN Passivation and High-Electric Field on AlGaIn–GaIn HFET Degradation”, H. Kim, R.M. Thompson, V. Tilak, T.R. Prunty, J.R. Shealy, and L. F. Eastman. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 24, No. 7, July 2003, p. 421-423

**[Kuball2010]** “AlGaIn/GaIn HEMT device reliability and degradation evolution: Importance of diffusion processes”, M. Kuball, M. Tapajna, R. J. T. Simms, M. Faqir, U. K. Mishra. *Microelectronics Reliability Volume 51, Issue 2, February 2011, Pages 195-200*

**[Lambert2012]** “Reliability data’s of 0.5  $\mu\text{m}$  AlGaIn/GaIn on SiC technology qualification”, B. Lambert, J. Thorpe, R. Behtash, B. Schauwecker, F. Bourgeois, H. Jung, J. Bataille, P. Mezenge, C. Gourdon, C. Ollivier, D. Floriot, H. Blanck. *Microelectronics Reliability 52(9-10)*, p. 2200-2204 (2012)

**[Leach2010]** “Status of Reliability of GaIn-Based Heterojunction Field Effect Transistors”, J. H. Leach and H. Morkoç. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 98, No. 7, July 2010, p. 1127-1139

**[Liu2011]** “A Simple Method to Determine Power-Dissipation Dependent Thermal Resistance for GaIn HEMTs”, J. Liu, L. Sun, Z. Yu, M. Condon. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*

**[Makaram2010]** “Evolution of structural defects associated with electrical degradation in AlGaIn/GaIn high electron mobility transistors”, P. Makaram, J. Joh, J. A. del Alamo, T. Palacios, and C. V. Thompson. *Appl. Phys. Lett.* 96, 233509 (2010)

**[Marcon2012]** “Reliability of AlGaIn/GaIn HEMTs: Permanent leakage current increase and output current drop”, D. Marcon, J. Viaene, P. Favia, H. Bender, X. Kang, S. Lenci, S. Stoffels, S. Decoutere. *Microelectronics Reliability 52 (2012)*, p. 2188-2193

**[Montes Bajo2012]** “On the link between electroluminescence, gate current leakage, and surface defects in AlGaIn/GaIn high electron mobility transistors upon off-state stress”, M. Montes Bajo, C. Hodges, M. J. Uren, and M. Kuball. *Appl. Phys. Lett.* 101, 033508 (2012)

**[Ohki2009]** “Reliability of GaIn HEMTs: Current Status and Future Technology”, T. Ohki, T. Kikkawa, Y. Inoue, M. Kanamura, N. Okamoto, K. Makiyama, K. Imanishi, H. Shigematsu, K. Joshin, and N. Hara. *IEEE CFP09RPS-CDR 47th Annual International Reliability, Physics Symposium, Montreal, 2009*, p. 61-70

**[Palankovski2006]** “Field-Plate Optimization of AlGaIn/GaIn HEMTs”, V. Palankovski, S. Vitanov, and R. Quay. *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2006*, p. 107-110

**[Park2009]** “Physical degradation of GaIn HEMT devices under high drain bias reliability testing”, S.Y. Park, C. Floresca, U. Chowdhury, J.L. Jimenez, C. Lee, E. Beam, P. Saunier, T. Balistreri, M. J. Kim. *Microelectronics Reliability 49 (2009)* p. 478-483

**[Pazirandeh2009]** “Comparison of DC Measurement Methods to Determine GaIn HEMT Reliability”, R. Pazirandeh, J. Würfl, G. Tränkle. *Reliability of Compound Semiconductors Digest (ROCS), 2009*, p. 41-51

**[Reynolds1974]** “Thermally Accelerated Aging Of Semiconductor Components”, F. H. Reynolds. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, No. 2, February 1974, p. 212-222

**[Shealy2011]** “A Manufacturable, High Power RF Gallium Nitride (GaN) Technology Portfolio With 65V Operation And Enhanced Linearity”, J.B. Shealy, R. Vetury, B. Trabert, and D. Runton. *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2011*

**[Sozza2005]** “Reliability of AlGaN/GaN HEMTs for RF and microwave applications”, A. Sozza. *Manuscrit de doctorat, Université de Padova, 31 Décembre 2005*

**[Sozza2005-2]** “Evidence of Traps Creation in GaN/AlGaN/GaN HEMTs After a 3000 Hour On-state and Off-state Hot-electron Stress”, A. Sozza, C. Dual, E. Morvan, M. A. diForte-Poisson, S. Delage, F. Rampazzo, A. Tazzoli, F. Danesin, G. Meneghesso, E. Zanoni, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, B. Grimbert and J.-C. De Jaeger. *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, p. 590-593

**[Trew2009]** “AlGaN/GaN HFET Reliability”, R. J. Trew, D. S. Green, and J. B. Shealy. *Microwave Magazine, IEEE (Volume:10, Issue: 4), 2009, p.116-127*

**[Vetury2000]** “Polarization induced 2DEG in AlGaN/GaN HEMTs : on the origin, DC and transient characterization”, R. Vetury. *Ph.D dissertation, University of California, Santa Barbara, December 2000*

**[Vetury2006]** “Performance and RF Reliability of GaN-on-SiC HEMT's using Dual-Gate Architectures”, R. Vetury, J.B. Shealy, D. S. Green, J. McKenna, J. D. Brown, S. R. Gibb, K. Leverich, P. M. Garber, M.J. Poulton. *Microwave Symposium Digest, 2006, IEEE MTT-S International*, p. 714-717

**[White2003]** “Impact of Junction Temperature on Microelectronic Device Reliability and Considerations for Space Applications”, M. White, M. Cooper, Y. Chen, J. Bernstein. *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2003 IEEE International*, p. 133-136

**[Zanoni2007]** “A review of failure modes and mechanisms of GaN-based HEMTs”, E. Zanoni, G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, M. Meneghini, F. Rampazzo, A. Tazzoli, F. Zanon. *Electron Devices Meeting, 2007. IEDM 2007. IEEE International*, p. 381 - 384





# Conclusion générale

---

Les travaux menés tout au long cette thèse se sont d'une part inscrits dans le cadre de la qualification des technologies GaN de UMS et plus particulièrement celle de la technologie GH25-10, et d'autre part dans le cadre du projet ANR ReAGaN (Reliability Assesment of Gallium Nitride technologies) avec pour objectif commun d'apporter un soutien direct au développement des technologies UMS à base de GaN, en proposant une méthodologie de caractérisation électrique et physique dédiée à l'analyse de défaillance des HEMTs AlGaN/GaN.

Ces travaux ont dans un premier temps contribué à la détermination de l'aire de sécurité de fonctionnement des composants passifs de la technologie GH25 et actifs de la technologie GH50. Des mesures électriques et thermiques infrarouges ont permis de déterminer le ROR (« Recommended Operating Rating ») qui correspond aux conditions pour lesquelles on atteint une élévation de température de 100 °C et l'AMR (« Absolute Maximum Rating ») qui correspond aux conditions limites de destruction des résistances TaN et GaN. Nous avons montré que la puissance maximale admissible est fortement dépendante de la surface qui pénalise la dissipation thermique. Enfin, des mesures de claquage, utilisant une technique d'injection de courant de drain développée sur des composants à base de GaAs, ont été mises en œuvre sur les diodes grille-source et grille-drain polarisées en inverse puis sur les HEMTs de la technologie GH50 en mode « off-state » et « on-state ». L'analyse de ces mesures a permis de mettre en évidence une dispersion des valeurs du  $V_{BGS}$  de lot à lot attribuée à la qualité du processus de fabrication et des différences de comportement par rapport aux HEMTs à base de GaAs.

Dans un second temps, les principaux effets parasites rencontrés sur les technologies UMS à base de GaN ont été caractérisés de façon exhaustive en DC et en fonction de la température.

Le premier effet parasite étudié est l'effet de coude, qui se manifeste par une augmentation abrupte de la conductance de sortie en fonction de la tension  $V_{DS}$  à la suite d'une excitation électrique. Nous avons montré que l'effet de coude est dû à des mécanismes de piégeage et de dé-piégeage d'électrons dont les constantes de temps sont de l'ordre de la seconde à 300 K et qu'il est relié à un processus d'émission d'électrons d'énergie d'activation de l'ordre de 0,58 eV. Des énergies d'activation similaires ayant déjà été rapportées sur des technologies à base de GaN provenant de différents fabricants, nous en avons déduit que ces pièges sont propres à la nature de la structure des HEMTs GaN et donc indépendants de la technologie. Nous avons supposé que ces pièges, de type donneur, sont situés dans le buffer GaN en dessous de la grille et sont initialement vides, ce qui explique l'absence d'effet de coude lors de la première mesure. Les électrons sont donc capturés au cours d'une phase d'excitation sous l'effet du champ électrique longitudinal, ce qui a pour effet d'entraîner une

diminution de la densité de porteurs dans le canal, et donc une diminution du courant de drain pour des valeurs de  $V_{DS}$  inférieures à  $V_{DSkink}$ . Les électrons sont ensuite libérés suivant deux processus : un dé-piégeage rapide, dû à l'ionisation de pièges par des électrons chauds, qui intervient sous un champ électrique croissant lorsque  $V_{DS}$  atteint la valeur  $V_{DSkink}$ , et un dé-piégeage plus lent, dominé par une émission thermique, dont la constante de temps diminue à mesure que la température augmente.

Le deuxième effet parasite étudié dans ces travaux est le mécanisme de « runaway », qui se manifeste sur les caractéristiques de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  par une augmentation simultanée du courant de drain (qui peut être compensée par les effets d'auto-échauffement à canal ouvert) et du courant de grille quand la tension  $V_{DS}$  augmente en régime de saturation, et sur les caractéristiques de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  par une augmentation en valeur absolue du courant de grille à mesure que  $V_{GS}$  se rapproche de 0 V. Le mécanisme de « runaway » se traduit d'autre part en RF par une augmentation du courant de grille RF induisant une diminution de la puissance de sortie RF sous forte compression. Nous avons montré que le seuil de déclenchement en  $V_{DS}$  du mécanisme de « runaway » diminue à mesure que la tension  $V_{GS}$  s'approche de 0 V (c'est-à-dire à canal ouvert) et que la température augmente, et que les composants présentant un grand développement de grille sont par conséquent plus sensibles au mécanisme de « runaway ». En revanche, nous avons montré que la vitesse d'augmentation du courant de grille par rapport à  $V_{DS}$  ( $dI_{GS}/dV_{DS}$ ) est indépendante de la température. Les mesures électro-optiques mises en œuvre en thermographie infrarouge et en microscopie à émission de lumière ont permis de montrer que le mécanisme de « runaway » se produit dans l'ensemble de la structure et qu'il n'est pas dû à la présence d'un défaut ponctuel. Enfin, le mécanisme de « runaway » a été associé à une conduction par effet tunnel. Ainsi, nous avons supposé que les électrons sont tout d'abord extraits du métal de grille vers le semi-conducteur sous les effets du champ électrique et de la température, provoquant ainsi une augmentation du courant de grille. Puis, sous l'effet du champ électrique, ces électrons sont acheminés vers le canal du HEMT par effet tunnel au travers des défauts cristallins présents dans la couche AlGaIn, ce qui a pour effet d'entraîner une augmentation du courant de drain. Enfin, nous avons supposé que la sensibilité des composants vis-à-vis du mécanisme de « runaway » pourrait dépendre des propriétés de transport entre le métal de grille et le semi-conducteur d'une part, et de la densité de défauts dans la couche AlGaIn d'autre part.

Le dernier effet parasite étudié au cours de ces travaux est l'effet « belly shape », qui se manifeste par l'apparition d'un courant de fuite en excès sur la caractéristique en direct de la diode Schottky pour des faibles valeurs de  $V_{GS}$  et qui apparaît au cours des tests de vieillissement après seulement quelques heures de test. Nous avons montré que l'effet « belly shape » est dû à la présence d'un chemin de conduction dépendant de la tension appliquée et qu'il peut s'expliquer par une combinaison de plusieurs mécanismes de conduction tels que l'effet tunnel et la génération-recombinaison de porteurs superposés à l'émission thermique. Les mesures de bruit aux basses fréquences en courant de grille ont permis de montrer que la présence de l'effet « belly shape » se traduit par du bruit de génération-recombinaison et qu'il est par conséquent induit par un mécanisme de piégeage et de dé-piégeage. La mise en œuvre de mesures EMMI a révélé que le contact Schottky des

composants présentant l'effet « belly shape » n'est pas uniforme le long des doigts de grille contrairement aux composants ne le présentant pas, ce qui pourrait indiquer la présence de défauts physiques. Ainsi, nous avons supposé que l'effet « belly shape » est dû à la formation d'un chemin de conduction parasite, dépendant de la tension  $V_{GS}$  appliquée, induit par la création de défauts au niveau de l'interface métal/semi-conducteur/passivation sous les effets du champ électrique et de la température.

Une partie des travaux a été consacrée à la définition, la mise en œuvre et l'analyse de campagne d'essais de fiabilité dans le cadre de l'évaluation de la technologie GH25-10. Les différentes variantes technologiques développées par UMS pendant la phase d'évaluation de la technologie GH25-10 ont été soumises à des tests de vieillissement accéléré de type HTRB et HTOL, puis les résultats de ces tests ont été analysés. Nous avons dans un premier temps identifié les modes de dégradation et les effets parasites, puis nous avons déterminé l'impact des variantes technologiques sur la fiabilité de la technologie GH25, et enfin nous avons déterminé l'origine physique des dégradations et des effets parasites observés. Nous avons montré que la diminution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$  en dessous du critère de défaillance est due à la dégradation de l'hétérostructure du HEMT par les électrons chauds sous les effets de la température et du champ électrique, qui constitue par conséquent le mécanisme de défaillance principal des composants de la technologie GH25-10. Un temps médian à 175 °C de température de jonction a été estimé entre 3 et 15 ans avec une énergie d'activation associée de  $0,6 \text{ eV} \pm 0,2$  pour le mécanisme de dégradation responsable de la diminution des paramètres  $I_{DSS}$  et  $I_{DSPLS}$ .

Enfin, la mise en œuvre d'une analyse physique consistant à effeuiller la puce jusqu'au semi-conducteur a permis d'observer l'évolution de trous et de fissures formés à la surface du semi-conducteur au bord du pied de grille et à l'aplomb du plateau de champ au cours d'un test de vieillissement HTRB. La création de ces défauts a été attribuée à l'effet piézoélectrique inverse sous les effets du champ électrique et a été corrélée avec la dérive des paramètres  $I_{DSS}$ ,  $V_{Th}$  et  $\Phi_B$ . Nous avons alors supposé que ces défauts induisent une modification de l'interface métal/semi-conducteur et qu'ils entraînent une relaxation locale de la couche AlGaN et donc une diminution de la charge piézoélectrique dans la structure. En revanche, l'apparition de l'effet « belly shape » n'a pas été corrélée avec la formation des défauts cristallins.

En perspective, il apparaît comme nécessaire de poursuivre la mise en œuvre de mesures de claquage en injection de courant de drain en mode « off-state » et « on-state », notamment en fonction de la température, afin de comprendre les différents mécanismes de conduction mis en jeu.

Il serait intéressant de poursuivre l'étude du mécanisme de « runaway » par la mise en œuvre de mesures électro-optiques complémentaires qui pourraient permettre de localiser la région du transistor dans laquelle ce mécanisme se produit. Par exemple, la réalisation de mesures thermiques infrarouges en mode pulsé pourrait permettre de détecter une zone qui chaufferait plus que les autres lorsque le transistor est polarisé en régime de « runaway ». Puis, considérant que le seuil d'activation du mécanisme de « runaway » dépend fortement de

la température, on peut donc imaginer que le fait de balayer avec un laser la surface du transistor polarisé en limite de déclenchement du mécanisme de « runaway », pourrait placer le composant en régime de « runaway » du fait de l'augmentation localisée de la température dans la structure du HEMT. Ceci permettrait alors de donner une indication sur la région dans laquelle se produit ce phénomène. Enfin, l'évaluation de la densité de défauts dans la couche AlGaN de composants présentant des seuils d'activation en  $V_{DS}$  du mécanisme de « runaway » différents pourrait permettre de valider notre hypothèse. D'autre part, la mise en place d'un test de « screening » basé sur la mesure de la caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  permettrait de différencier les composants présentant un courant de fuite élevé de ceux présentant un mécanisme de « runaway » important.

La poursuite des analyses électriques et physiques devrait permettre de mieux comprendre l'origine de l'effet « belly shape ». En effet, la réalisation de mesures de bruit de grille aux basses fréquences en fonction de la température permettra de déterminer si la bosse observée sur les spectres des composants présentant l'effet « belly shape » à température ambiante correspond bien à du bruit de génération-recombinaison. En effet, dans le cas où la bosse se déplacerait vers les hautes fréquences avec l'augmentation de la température, cela signifierait qu'il s'agit bien d'un bruit de G-R et que l'effet « belly shape » serait dû à la présence de pièges. Dans un second temps, la réalisation de lames TEM dans les régions où les mesures à base de microscopie à émission de lumière ont révélé des non-uniformités au niveau du contact de grille, permettrait de corréler la présence de l'effet « belly shape » avec des défauts physiques.

Enfin, l'amélioration des procédés de traitement de surface devrait permettre de limiter l'apparition de l'effet « belly shape », et la suppression du procédé LRE pourrait permettre de diminuer la dérive initiale des paramètres électriques au cours des tests de vieillissement.

# Publications relatives à ces travaux

---

**[Brunel2011]** “Détection et identification des pièges dans les HEMTS AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>”, L. Brunel, N. Malbert, A. Curutchet, N. Labat et B. Lambert. *17èmes Journées Nationales Microondes (JNM) 18-19-20 Mai 2011 - BREST*

**[Brunel2012]** “Kink effect characterization in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs by DC and drain current transient measurements”, L. Brunel, N. Malbert, A. Curutchet, N. Labat and B. Lambert. *Solid-State Device Research Conference (ESSDERC), 2012, Proceedings of the European, p. 270-273*

**[Brunel2013]** “Analysis of Schottky gate degradation evolution in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs during HTRB stress”, L. Brunel, B. Lambert, P. Mezenge, J. Bataille, D. Floriot, J. Grünenpütt, H. Blanck, D. Carisetti, Y. Gourdel, N. Malbert, A. Curutchet and N. Labat. *Microelectronics Reliability Volume 53, Issues 9–11, September–November 2013, Pages 1450–1455*

# Résumé

---

Ces travaux s'inscrivent dans le cadre de la qualification des technologies GaN de UMS et plus particulièrement celle de la technologie GH25, et a pour objectif d'apporter un soutien direct au développement des technologies UMS à base de GaN. Le premier chapitre traite des généralités sur les HEMTs AlGaN/GaN. Le deuxième chapitre est consacré à la description des technologies GH50 et GH25 de UMS. Les éléments passifs de la technologie GH25 ont été caractérisés électriquement et thermiquement, puis des mesures de claquage utilisant une technique d'injection de courant de drain ont été mises en œuvre sur des HEMTs de la technologie GH50 afin d'évaluer l'aire de sécurité de fonctionnement. Le troisième chapitre est dédié à l'étude des effets parasites rencontrés sur les deux technologies GH50 et GH25. Chacun des effets parasites est décrit puis caractérisé de façon approfondie. Le dernier chapitre se concentre sur l'étude de la fiabilité de la technologie GH25. Après avoir présenté les différentes variantes technologiques, les résultats des tests de vieillissement accéléré mis en œuvre à UMS sont analysés afin d'évaluer leur impact sur la fiabilité de la technologie GH25 et d'identifier les mécanismes de dégradation et les effets parasites.

Mot clés : HEMT, GaN, Fiabilité, Effets parasites, Transitoire de courant de drain

---

# Abstract

---

This work is incorporated within the framework of the qualification of UMS GaN technologies and more particularly of the GH25 technology, and aims to support the development of UMS GaN based technologies. The first part of this report deals with AlGaN/GaN HEMT generality. The second part is dedicated to the description of the UMS technologies GH50 and GH25. Passive components of GH25 technology have been characterized through electrical and thermal measurement, and then breakdown measurements using a drain current injection technique have been carried out on GH50 HEMT in order to evaluate the safe operating area of these devices. The third part is dedicated to the study of the parasitic effects observed on the two technologies GH50 and GH25. Each of these parasitic effects is described and fully characterized. The last part of this work focuses on the study of the GH25 technology. Technological variations are first introduced, and then results of accelerated aging test carried out at UMS are analyzed to evaluate their impact on the reliability of the GH25 technology and to identify wear out mechanism and parasitic effects.

Key words : HEMT, GaN, Reliability, Parasitic effects, Drain current transient