

# THÈSE

présentée à

**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1**

ÉCOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

par **Charlotte Sury**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR**

SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

---

**Localisation et évolution des sources de bruit en basses fréquences de HEMTs GaN sous contraintes électriques**

---

**Soutenue le : 29 Mars 2011**

**Après avis des rapporteurs :**

M.	Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT	Professeur, Université de Limoges ..	Rapporteur
M.	Jean-Guy TARTARIN .....	Professeur, Université Paul Sabatier	Rapporteur

**Devant la commission d'examen composée de :**

M.	Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT	Professeur, Université de Limoges ..	Rapporteur
M.	Arnaud CURUTCHET .....	Maître de Conférence, IPB .....	Examineur
M.	Christian DUA .....	Ingénieur, Alcatel Talès III V Lab .	Invité
M <sup>me</sup>	Nathalie LABAT .....	Professeur, Université Bordeaux 1 ..	Codirectrice de thèse
M <sup>me</sup>	Nathalie MALBERT .....	Professeur, Université Bordeaux 1 ..	Directrice de thèse
M.	Christian MOREAU .....	Ingénieur, DGA MI .....	Invité
M.	Valérie VIGNERAS .....	Professeur, IPB .....	Présidente
M.	Jean-Guy TARTARIN .....	Professeur, Université Paul Sabatier	Rapporteur





*Algane, née de la mer, se déguste seule. La légende raconte qu'un bateau chargé d'oranges fut saisi par les sirènes dans le Raz-de-Sein... Avec ces fruits et des algues minutieusement choisies, elles élaborèrent un élixir pour sauver Algane qui se languissait... On dit aphrodisiaque au féminin, cette liqueur aux reflets de mer*

*À ma famille, à tous les proches qui m'ont accompagnée, et qui me sont chers....vous m'avez donné de la force, vous avez toute ma tendresse*



# Remerciements

Ces travaux de thèse ont été réalisés au laboratoire IMS, dirigé par Monsieur le Professeur Pascal Fouillat, que je remercie de m'avoir accueillie. Je remercie également Madame Valérie Vigneras, pour l'honneur qu'elle m'a fait d'avoir présidé le jury de ma soutenance de thèse. J'en profite également pour la remercier de m'avoir accueillie en 2004 au sein de son équipe pour un stage de quatre mois durant lesquels j'ai pris goût à la recherche.

Je remercie Monsieur Jean-Guy Tartarin, Maître de Conférence à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, et Madame Christelle Aupetit-Berthelemot, Professeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, pour avoir rapporté mes travaux de thèse. Je remercie au même titre M. Christian Moreau, mon responsable scientifique à la Délégation Générale pour l'Armement, dont j'ai bénéficié du soutien financier durant trois ans, ainsi que Monsieur Christian Dua, ingénieur à Alcatel-Thalès III-V Lab, pour avoir assuré l'approvisionnement en composants, en plus d'avoir partagé son expertise, durant tout le projet CARDYNAL, et pour avoir participé au jury de thèse. L'ensemble de leurs questions et remarques, très constructives, m'a aidée à enrichir ce manuscrit.

J'adresse des remerciements tout particuliers à Mesdames Nathalie Malbert et Nathalie Labat, Professeurs à l'Université Bordeaux 1, pour avoir dirigé ma thèse. Pendant ces années de labeur, elles n'ont pas tari d'encouragements et de patience. Cela m'a amenée à persévérer, même lorsque les caprices de la technologie semblaient prendre le dessus. Monsieur Arnaud Curutchet, Maître de Conférence à l'Institut Polytechnique de Bordeaux, a également très activement participé à ma formation en tant que chercheur. Ils m'ont accompagnée non seulement à l'intérieur du laboratoire, au cours des travaux de recherche, mais également à l'extérieur, quand le moral était bas ou qu'au contraire les succès divers avaient suscité des moments de convivialité hauts en couleurs. Tous les partenaires du projet ANR CARDYNAL ont été d'un grand soutien et de bons conseils. C'était

enrichissant de pouvoir travailler avec des chercheurs d'autres laboratoires, en tant que scientifiques, mais pas seulement. Et c'est pour tout cela que je leur suis reconnaissante.

Je salue les autres doctorants de l'équipe que j'ai eu la chance de cotoyer : Ludovic, Wallim et Laurent avec qui j'ai passé de longues heures dans la salle de manip, et passe le flambeau aux futurs doctorants et stagiaires, Livia, à nouveau Laurent (quand il était "petit"), Mayssara, que j'ai encadrés et avec qui je me suis liée d'amitié. Que de pensées philosophiques autour de la bonbonne d'azote.

Mon doctorat m'a permis de prendre part à l'enseignement à l'ENSEIRB et à l'IUT GEII. Merci aux Professeurs et Maîtres de conférence qui m'ont fait confiance et m'ont proposé des heures en TP ou en TD dans les disciplines de l'électronique analogique et numérique, et qui se sont toujours montrés disponibles pour que tout se passe bien. Je cite, dans le désordre, Alain Meresse, Benjamin Caillard, Arnaud Curutchet, Yannick Bornat, Sylvie Renaud, Stéphane Azzopardi, Eric Kerhervé, Arnaud Curutchet, Lilian Bossuet, Angélique Tetelin, Jean-Simon Cauhapé, Corinne Dejous, Guy Morizet, Valery Lebret, Nathalie Deltimple.

Si tout s'est bien déroulé lors du dernier rush, c'est parce que nous sommes entourés des gestionnaires très réactives de l'équipe "fin de thèse" : Brigitte Bordes à l'Ecole doctorale SPI, Brigitte Socolovert à la scolarité de Bordeaux 1, et Pascale Saint-Martin à la BUST, sans oublier Simone pour l'envoi du manuscrit aux rapporteurs, qui nous apporte une aide précieuse lors de ce moment de grand stress. J'en profite ici pour saluer les doctorants (docteurs maintenant) que j'ai croisés quand je faisais parti des représentants des doctorants à l'"edoc". Cela a été très enrichissant.

Un grand merci à toutes les personnes du Laboratoire grâce à auxquelles le travail se déroule dans une ambiance chaleureuse et qui sont d'une grande aide au quotidien : Maryse, Nathalie, Jean, Régis, Patrick, Michel, J.E, Simone, Serge, Valérie, Mireille, Chrystel, Selda, Bernard...

J'ai eu la chance de partager des pauses autour d'un thé et de discussions tout à fait étonnantes avec des personnes devenues mes amis...Brice, Ludovic (encore lui), Marie-Lyse, Johnny, Chouk (heavy metal rules), PO, Nicolas B, JB. G, JB. J, Benjamin, Isabelle, Yannick, Florian, Laure, Gilles, Jad, Laurent O (du temps du stage au PIOM, que de fous-rires), François (ca fait longtemps qu'on a pas pratiqué le jeûne expiatoire et

la frugalité), ils ne les nouvoient plus non plus, il faudra qu'elles se remettent à tous ces gimmicks. Je vous souhaite à tous de réaliser vos projets.

...et une pensée spéciale pour les deux co-cuisinières (encore un concept inspiré de la thèse, et surtout de ses à-côtés), Ad et Lolotte, pour leur amitié pendant cette thèse, et surtout pour le reste....

Il me reste à dédier ce manuscrit à ceux qui me sont chers, à ma famille (papa, maman, et Romain), sans qui j'aurai eu bien du mal à gérer les moments difficiles, et avec qui j'ai eu plaisir à partager les bienfaits que m'a apporté ma thèse. Cette dédicace s'adresse aussi à tous mes amis hors labo, qui ont tenu un rôle essentiel : Myriam, Benoît, Julien, Guillaume, Damien, Julia, Cédric, Gérald, Cécile, Yog, Manu, pour ne citer que les plus proches.....



# Table des matières

Notations	25
Introduction générale	28
<b>1 Le HEMT à base de GaN, fonctionnement et applications</b>	<b>33</b>
1.1 Le nitrure de gallium pour la réalisation de HEMT	35
1.1.1 Propriétés du nitrure de gallium	36
1.1.2 Etat de l'art et applications des HEMT et d'autres hétérostructures à base de GaN	38
1.2 Hétérostructure à base de GaN	41
1.2.1 Polarisation spontanée	41
1.2.2 Polarisation piezoélectrique	43
1.2.3 Répartition des charges fixes	46
1.2.4 Formation d'un canal bidimensionnel à l'interface	48
1.3 Fonctionnement du HEMT à base de GaN	50
1.3.1 Structure type d'un HEMT AlGaIn/GaN	50
1.3.2 Les substrats utilisés pour la croissance épitaxiale	52
1.3.3 Modèle analytique du contrôle de charges	52
1.4 Conclusion	55
<b>2 Présentation des technologies étudiées et premières caractéristiques</b>	<b>57</b>
2.1 Structures de test étudiées	59
2.1.1 Les HEMT	60
2.1.2 Les PCM (Process Control Monitor)	61
2.2 Caractérisation électrique statique	63
2.2.1 Paramètres du contact Schottky	66

2.2.2	Caractéristique de transfert . . . . .	68
2.2.3	Réseau de sortie . . . . .	69
2.2.4	Caractérisation des contacts ohmiques . . . . .	70
2.3	Présentation des technologies . . . . .	74
2.3.1	Description des structures épitaxiales . . . . .	74
2.3.2	Caractéristiques statiques des HEMT . . . . .	75
2.3.2.1	Plaques KQ031 . . . . .	76
2.3.2.2	Plaques AEC1388 . . . . .	78
2.3.2.3	Plaques AEC1389 . . . . .	80
2.3.2.4	Plaques AEC1561 . . . . .	82
2.3.2.5	Comparaison des technologies . . . . .	84
2.3.3	Caractéristiques statiques des PCM . . . . .	86
2.3.3.1	Plaques KQ031 . . . . .	86
2.3.3.2	Plaques AEC1388 . . . . .	87
2.4	Effets parasites de fonctionnement . . . . .	88
2.4.1	Le retard de commutation de grille et le retard de commutation de drain . . . . .	89
2.4.2	L'effondrement du courant de drain . . . . .	91
2.4.3	L'effet Kink . . . . .	95
2.4.4	Le courant de fuite de grille . . . . .	96
2.5	Conclusion . . . . .	98
<b>3</b>	<b>Analyse du bruit aux basses fréquences dans les HEMT AlGaIn/GaN</b>	<b>101</b>
3.1	Le bruit aux basses fréquences . . . . .	102
3.1.1	Notions théoriques sur le bruit aux basses fréquences . . . . .	102
3.1.2	Le bruit aux basses fréquences, effet parasite de fonctionnement . . . . .	103
3.1.3	Dispositif expérimental . . . . .	107
3.1.4	Description des composantes des spectres de bruit mesurés aux basses fréquences . . . . .	110
3.2	Analyse du bruit aux basses fréquences dans les HEMT . . . . .	111
3.2.1	Densité spectrale du bruit en courant de drain en régime ohmique . . . . .	111
3.2.2	Caractérisation des pièges de génération-recombinaison . . . . .	114
3.2.3	Analyse des niveaux de bruit en $1/f$ . . . . .	115
3.3	Modélisation des sources de bruit dans les HEMT . . . . .	117

3.3.1	Modélisation des sources de bruit en 1/f dans une structure TLM . . . . .	117
3.3.2	Modélisation des sources de bruit dans une structure GTLM . . . . .	125
3.3.3	Application de la méthodologie de modélisation des sources de bruit du HEMT à la technologie AEC1388 . . . . .	139
3.4	Conclusion . . . . .	148
<b>4</b>	<b>Etude des mécanismes de dégradation des HEMT à base de GaN</b>	<b>151</b>
4.1	Méthodologie d'évaluation de la fiabilité . . . . .	152
4.2	Analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1388 . . . . .	158
4.2.1	Résultats des tests à "basse" température . . . . .	158
4.2.1.1	Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests . . . . .	158
4.2.1.2	Dégradations des performances statiques . . . . .	160
4.2.1.3	Dégradations du bruit aux basses fréquences en courant de drain . . . . .	164
4.2.2	Résultats des tests à "haute" température . . . . .	175
4.2.2.1	Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests de vieillisse- ment accéléré . . . . .	175
4.2.2.2	Dégradations des performances statiques . . . . .	176
4.2.2.3	Dégradation du bruit aux basses fréquences en courant de drain . . . . .	179
4.3	Analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1389 . . . . .	183
4.3.1	Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests de vieillissement accéléré	183
4.3.2	Dégradations des performances statiques . . . . .	184
4.3.3	Dégradations du bruit aux basses fréquences en courant de drain . . . . .	185
4.4	Conclusion . . . . .	187
	<b>Conclusion générale</b>	<b>187</b>
	Bibliographie . . . . .	192
	<b>Publications</b>	<b>202</b>
	<b>Résumé/Abstract</b>	<b>205</b>



# Table des figures

1.1	Diagramme de comparaison des principaux domaines de performances des FET à base de silicium, arséniure de gallium, et nitrure de gallium [1] . . .	34
1.2	Cristaux GaN de forme wurtzite face-N (a) et face-Ga (b) [2] . . . . .	36
1.3	Récapitulatif des applications possibles des hétérostructures à base de GaN [3] . . . . .	40
1.4	Polarisation spontanée : structure wurtzite du GaN à l'équilibre . . . . .	42
1.5	Polarisation spontanée et répartition de la charge globale aux interfaces sur une structure GaN de type wurtzite face-N et face-Ga [2] . . . . .	43
1.6	Polarisations spontanée et piézoélectrique dans les hétérostructures AlGaInN/GaN et AlInN/GaN . . . . .	45
1.7	Répartition des charges dans une hétérostructure AlGaInN/GaN face-Ga . . .	47
1.8	Densité de porteurs fixes en surface et à l'interface de l'hétérostructure induite par la polarisation en fonction de la fraction molaire d'aluminium : en trait plein $\frac{\sigma}{e}(P_{SP} + P_{PE})$ et en pointillés $\frac{\sigma}{e}(P_{PE})$ [4] . . . . .	48
1.9	Coupes schématiques d'un HEMT AlGaInN/GaN et d'un HEMT AlInN/AlN/GaN étudiés lors de ces travaux . . . . .	51
1.10	Diagramme des bande de conduction et répartition des charges dans une hétérostructure AlGaInN/GaN [5] . . . . .	53
2.1	Photographies d'un HEMT encapsulé dans un boîtier de type EGIDE (a) et d'un PCM encapsulé dans un boîtier de type DIL28 (b) . . . . .	60
2.2	Vues au microscope optique de HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ à gauche et $8 \times 75\mu m$ à droite. La zone active est masquée par le pont reliant les sources.	61
2.3	Photographies des puces PCM . . . . .	61
2.4	Masque des PCM présentant les structures étudiés . . . . .	62

2.5	Photographie de la tête du cryostat, sur laquelle sont fixées la sonde de température, la monture de test et les connexions entre les broches du composant et l'analyseur HP4142 . . . . .	64
2.6	Photographie d'une monture de test de HEMT : prise de contact par pression mécanique et limitation des oscillations . . . . .	65
2.7	Photographies de deux montures de test développées dans ces travaux : (a) monture avec masse métallique et pistes en cuivre gravées sur plaque d'époxy, (b) monture avec masse métallique et pistes en or gravées sur plaque d'alumine . . . . .	66
2.8	Caractéristique $I_{GS} = f(V_{GS})$ d'une diode Schottky polarisée en direct et identification des zones de fonctionnement en vue de l'extraction des paramètres $\eta$ , $I_S$ , et $\phi_B$ , le drain du HEMT étant non polarisé par rapport à la source . . . . .	67
2.9	Caractéristique $I_{DS} = f(V_{GS})$ et $g_m = f(V_{GS})$ d'un HEMT en vue de l'extraction des paramètres $V_{th}$ et $g_m$ maximum . . . . .	69
2.10	Caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS})$ d'un HEMT en vue de l'extraction des paramètres $I_{DSS}$ et $R_{DS}$ (a), réseaux de caractéristiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ et $I_{GS} = f(V_{DS})$ (b) . . . . .	70
2.11	Caractéristiques courant-tension d'un TLM (a) pour les cinq distances entre contacts disponibles et extraction de la résistance $2R_C$ des deux contacts ohmiques (b) . . . . .	71
2.12	Caractéristiques courant-tension d'un TLM et d'un GTLM pour une distance entre contacts de $15 \mu m$ (a) et les mêmes caractéristiques pour une tension de 0 à 3V (b) . . . . .	72
2.13	Caractéristiques courant-tension d'un GTLM de la plaque KQ031 pour chaque distance entre contact (a) et extraction des résistances de contacts du TLM et GTLM issus d'un même PCM (b) . . . . .	73
2.14	Structure épitaxiale des plaques KQ031, AEC1388, AEC1389, et AEC1561	74
2.15	Caractéristiques d'entrée (a), (b) et de sortie (c), (d) pour chaque géométrie, $2 \times 50 \mu m$ et $2 \times 75 \mu m$ . . . . .	76
2.16	Caractéristiques de transfert (a), (b) de HEMT de géométrie, $2 \times 50 \mu m$ et $2 \times 75 \mu m$ , et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (c) par extrapolation linéaire à $V_{DS} = 1V$ . . . . .	77

2.17	Caractéristiques d'entrée (a), (b) et de sortie (c), (d) de HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ et $8 \times 75\mu m$ . . . . .	78
2.18	Caractéristiques de transfert (a), (b) de HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ et $8 \times 75\mu m$ , et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (c) par extrapolation linéaire à $V_{DS} = 1V$ . . . . .	79
2.19	Caractéristiques d'entrée (a), (b) et de sortie (c), (d) de deux HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ et d'un HEMT de géométrie $8 \times 75\mu m$ . . . . .	80
2.20	Caractéristiques de transfert (a), (b) de deux HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ et d'un HEMT de géométrie $8 \times 75\mu m$ , et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (c) pour $V_{DS} = 1V$ . . . . .	81
2.21	Comparaison de deux caractéristiques de diode grille-source (a) de la plaque AEC1561, pour deux HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ et de leurs caractéristiques de sortie (b) . . . . .	82
2.22	Réseaux de caractéristiques de transfert (a) de la plaque AEC1561, pour les deux composants présentés sur la figure précédente, et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (b) par extrapolation linéaire à $V_{DS} = 1V$ . . . . .	83
2.23	Caractéristiques pulsées $I_{DS} = f(V_{DS})$ d'un HEMT de la plaque AEC1388 : retard à la commutation de grille (trait plein) et retard à la commutation de drain (pointillés) pour les points de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0, 0), (0, -5V), (15V, -5V)$ [IEMN] . . . . .	90
2.24	Caractéristiques pulsées $I_{DS} = f(V_{DS})$ d'un HEMT de la plaque AEC1561 sans plaque de champ (a), Caractéristiques pulsées $I_{DS} = f(V_{DS})$ d'un HEMT de la plaque AEC1561 avec une plaque de champ de $0,8 \mu m$ (b) pour trois points de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0, 0), (0, -4V), (20V, -4V)$ [IEMN] . . . . .	90
2.25	Caractéristique schématique $I_{DS} = f(V_{DS})$ [1] . . . . .	91
2.26	Exemple de caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS})$ et des transconductances associées lors de mesures pulsées pour trois points de repos $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0, 0), (0, -9V), (15V, -9V)$ sur lesquelles apparaissent les conséquences de l'effet collapse [1] . . . . .	92
2.27	Caractéristiques statiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ mesurées successivement à $V_{GS} = 0V$ en mode pulsé d'un HEMT de la plaque AEC1388 [IEMN] . . . . .	94

2.28	Caractéristiques statiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ d'un HEMT de la plaque AEC1561 en fonction de la température (a), caractéristiques statiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ avant et après la campagne de mesures en température (b)[IEMN] . . . . .	95
2.29	Exemple de caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS})$ présentant un effet de coude lors de mesures statiques successives, l'effet "Kink" [1] [6] . . . . .	96
2.30	Schéma représentant les différents chemins du courant de fuite de grille [1]	97
2.31	Courant de fuite de grille d'un HEMT de la plaque AEC1561 [INL] . . . . .	98
3.1	Allure de la densité spectrale de bruit en $1/f$ totale $\Psi(f_m)$ d'un oscillateur [7]	105
3.2	Schéma du dispositif de mesure de bruit aux basses fréquences . . . . .	107
3.3	Vue de l'interface utilisateur du logiciel de traitement-modélisation développé pour l'acquisition et l'analyse des spectres de bruit mesurés . . . . .	109
3.4	Spectre de bruit en courant de drain d'un HEMT présentant toutes les composantes analysées dans ces travaux . . . . .	110
3.5	Densité spectrale de bruit en courant de drain à 300K à $V_{GS} = 0V$ de HEMT des plaques AEC1388 et AEC1389 . . . . .	112
3.6	Densité spectrale de bruit en courant de drain à 300K à $V_{GS} = 0V$ de deux HEMT de la plaque AEC1561 . . . . .	113
3.7	Densité spectrale de bruit en courant de drain de 300 à 420 K par pas de 20 K à $V_{GS} = 0V$ d'un HEMT de la plaque AEC1561 . . . . .	113
3.8	Densité spectrale de bruit en courant multipliée par la fréquence pour trois températures, 296, 340 et 389 K pour un HEMT de chacune des plaques AEC1388 et AEC1389 . . . . .	114
3.9	Graphe d'Arrhenius identifiant l'énergie d'activation d'un piège de chacune des plaques AEC1388 et AEC1389 . . . . .	115
3.10	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K des HEMT des plaques AEC1388, AEC1389, et AEC1561 . . . . .	116
3.11	Densité spectrale de bruit en courant d'une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 pour une distance entre contacts de $10\mu m$ et des courants de 5 et 15 mA à 300K . . . . .	119

3.12	Densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 pour chaque distance entre contacts ( $L=2, 5, 10, 15, 20 \mu m$ ) . . . . .	120
3.13	Densité spectrale de bruit en $1/f$ moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d'une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 . . . . .	121
3.14	Vue schématique en coupe longitudinale d'une structure TLM, et des sources de bruit associées . . . . .	122
3.15	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d'une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 : mesures, modèle $S_{RTL M}(f)/R_{TLM}^2$ , contribution du canal $[S_I(f)/I^2]_{CH}$ et contribution des contacts ohmiques $[S_I(f)/I^2]_C$ . . . . .	124
3.16	Densité spectrale de bruit en courant d'une structure TLM et d'une structure GTLM de la technologie KQ031 pour une distance entre contacts de $15\mu m$ et des courants allant de 5 à 40 mA à 300K . . . . .	126
3.17	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure TLM et d'une structure GTLM issus de la plaque KQ031 pour une distance entre contacts de $15\mu m$ . . . . .	127
3.18	Densité spectrale de bruit moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d'une structure TLM et d'une structure GTLM à $V_{GS} = 0V$ de la technologie KQ031 : mesures, modèle, contribution du canal $[S_I(f)/I^2]_{CH}$ et contribution des contacts ohmiques $[S_I(f)/I^2]_C$ . . . . .	128
3.19	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant (a) et résistance drain-source (b) en fonction du courant au carré à 300K pour différentes valeurs de $V_{GS}$ d'une structure GTLM de la technologie KQ031 . . . . .	130
3.20	Schéma en coupe d'une structure GTLM et son modèle de bruit en courant de drain . . . . .	131

3.21	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à $V_{GS} = 0V$ : mesures, modèle $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques $[S_I \times f/I^2]_C$ . . . . .	133
3.22	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à $V_{GS} = -2V$ : mesures, modèle $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques $[S_I \times f/I^2]_C$ . . . . .	135
3.23	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à différents $V_{GS}$ , $S_I \times f/I^2$ : mesures, modèle . . . . .	136
3.24	Procédure de modélisation des sources de bruit en $1/f$ dans une structure TLM . . . . .	137
3.25	Procédure de modélisation des sources de bruit en $1/f$ dans une structure GTLM . . . . .	138
3.26	Densité spectrale de bruit en courant d'une structure TLM et d'une structure GTLM de la technologies AEC1388 pour une distance entre contacts de $15\mu m$ et un courant de 5, 10, et 20 mA à 300K . . . . .	139
3.27	Densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure TLM et d'une structure GTLM issue de la plaque AEC1388 pour une distance entre contacts de $15\mu m$ . . . . .	140
3.28	Densité spectrale de bruit moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d'une structure TLM et d'une structure GTLM à $V_{GS} = 0V$ de la technologie AEC1388 : mesures, modèle $S_{R_{TLM}}(f)/R_{TLM}^2$ , contribution du canal $S_{R_{CH}}(f)/R_{CH}^2$ et contribution des contacts ohmiques $2S_{R_C}(f)/R_C^2$ . . . . .	141
3.29	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant (a) et résistance drain-source (b) en fonction du courant au carré à 300K pour différentes valeurs de $V_{GS}$ d'une structure GTLM de la technologie AEC1388 . . . . .	143

3.30	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à $V_{GS} = 0V$ : mesures, modèle $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques $[S_I \times f/I^2]_C$ . . . . .	145
3.31	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à $V_{GS} = -0,5V$ : mesures, modèle $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques $[S_I \times f/I^2]_C$ . . . . .	146
3.32	Densité spectrale de bruit en $1/f$ en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à différents $V_{GS}$ , $S_I \times f/I^2$ : mesures, modèle . . . . .	147
4.1	Caractéristiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ avant vieillissement, d'un HEMT de géométrie $8 \times 75\mu m$ de la plaque AEC1388 . . . . .	153
4.2	Méthodologie de caractérisation des HEMT soumis aux tests de vieillissement accéléré . . . . .	154
4.3	Suivi du courant de saturation drain-source des HEMT testés à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 : HTOT $150^\circ C$ (a), HTOT $175^\circ C$ (b) et HTRBT $175^\circ C$ (c) [III-V Lab] . . . . .	159
4.4	Dégradation moyenne du courant de saturation drain-source à 2000 heures des HEMT testés à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 [III-V Lab] . . . . .	160
4.5	Comparaison des caractéristiques $I_{DS} = f(V_{GS})$ à $V_{DS} = 1V$ initiales, après 1000 heures, et 2000 heures de vieillissement, pour chaque type de test, des HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ , et les transconductances correspondantes . . . . .	163
4.6	Comparaison des caractéristiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ initiales, après 1000 heures, et 2000 heures de vieillissement, pour chaque type de test, des HEMT de géométrie $2 \times 75\mu m$ . . . . .	164
4.7	Densité spectrale de bruit en courant de drain à $t_0$ pour $V_{GS} = 0V$ (a), et pour $V_{DS} = 0,5V$ (b) pour trois HEMT de la plaque AEC1388 soumis aux tests . . . . .	165

4.8	Densité spectrale de bruit en courant de drain pour $V_{GS} = 0$ (a), et pour $V_{DS} = 0,5V$ (b) pour trois HEMT de la plaque AEC1388 après 1000 heures de vieillissement encart : réseau statiques et points de polarisation des mesures de bruit . . . . .	166
4.9	Densité spectrale de bruit en courant de drain pour $V_{GS} = 0$ (a), et pour $V_{DS} = 0,5V$ (b) avant vieillissement, et après 1000 et 2000 heures de test .	168
4.10	$S_{Ids} \times f$ d'un HEMT pour trois températures différentes à $t_0$ (trait fin) et après 2000 heures de test (trait épais)(a), diagramme d'Arrhenius pour un HEMT à $t_0$ et un HEMT après 2000 heures de test(b), à $V_{GS} = 0$ et $I_{DS} = 20mA$ pour T de 300 à 420 K . . . . .	170
4.11	Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour $V_{GS} = 0$ avant vieillissement, et après 1000 et 2000 heures de test HTO 150 ° C (a), HTO 175 ° C (b), et HTRB 175 ° C (c) . . . . .	172
4.12	Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour $V_{DS} = 0,5V$ avant vieillissement, et après 1000 et 2000 heures de test HTO 150 ° C, HTO 175 ° C, et HTRB 175 ° C, et $R_{DS}$ associées à ces mesures . . . . .	174
4.13	Suivi de la valeur moyenne du courant de saturation drain-source des HEMT de la plaque AEC1388 [III-V Lab] [8] . . . . .	175
4.14	Comparaison des caractéristiques $I_{GS} = f(V_{GS})$ des HEMT de géométrie $8 \times 75\mu m$ initiales, après respectivement 157 heures de test HTO 275 ° C (a) et 226 heures de test HTO 320 ° C (b) . . . . .	177
4.15	Comparaison des caractéristiques $I_{DS} = f(V_{GS})$ à $V_{DS} = 1V$ des HEMT de géométrie $8 \times 75\mu m$ initiales, après respectivement 157 heures de test HTO 275 ° C (a) et 226 heures de test HTO 320 ° C (b), et les transconductances correspondantes . . . . .	178
4.16	Comparaison des caractéristiques $I_{DS} = f(V_{DS})$ des HEMT de géométrie $8 \times 75\mu m$ initiales, après respectivement 157 heures de test HTO 275 ° C (a) et 226 heures de test HTO 320 ° C (b) . . . . .	179
4.17	Densité spectrale de bruit en courant de drain pour $V_{GS} = 0$ avant vieillissement, et après 157 heures de test HTO 275 ° C (a) et 226 heures de test HTO 320 ° C (b) . . . . .	180

---

4.18	Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour $V_{GS} = 0$ (a), et pour $V_{DS} = 0,5V$ (b) avant vieillissement, et après 226 heures de test HTO 275 ° C, et 288 heures de test HTO 320 ° C .	181
4.19	Observation au TEM d'une micro-section d'un HEMT de géométrie $8 \times 75 \mu m$ de la plaque AEC1388 [III-V Lab] [8] . . . . .	182
4.20	Evolution moyenne du courant de saturation de drain moyen durant des tests HTO à 175, 250, 275, et 320 ° C [III-V Lab] [9] . . . . .	183
4.21	Densité spectrale de bruit en courant de drain pour $V_{GS} = 0$ avant vieillissement, et après les tests HTO 250, 275, et 320 ° C . . . . .	185
4.22	Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour $V_{GS} = 0$ avant vieillissement, et après les tests HTO 250, 275, et 320 ° C . . . . .	186



# Liste des tableaux

1.1	Comparaison des propriétés du matériau GaN wurtzite avec "ses concurrents" [10] . . . . .	37
1.2	Comparaison des performances RF et DC à l'état de l'art des HEMT Al-GaN/GaN et InAlN/GaN . . . . .	39
1.3	Paramètres des matériaux GaN, AlN, et InN pour les calculs de polarisation [2] [4] . . . . .	44
2.1	Dimensions des HEMT étudiés . . . . .	60
2.2	Dimensions des motifs TLM et GTLM . . . . .	62
2.3	Dimensions des motifs FATFET et HEMT . . . . .	63
2.4	Paramètres physiques de chacune des technologies étudiées . . . . .	75
2.5	Paramètres statiques des HEMT des quatre technologies pour chacune des géométries étudiées . . . . .	84
2.6	Résistance de contact des structures TLM et GTLM des deux PCM étudiés de la plaque KQ031 . . . . .	86
2.7	Résistance de contact des motifs TLM et GTLM des trois PCM étudiés de la plaque AEC1388 . . . . .	87
2.8	Paramètres statiques des GTLM ( $L_{DS} = 20 \mu\text{m}$ ) et FATFET de la plaque AEC1388 . . . . .	88
4.1	Tableau récapitulatif des contraintes électriques et des contraintes en température des tests de vieillissement accéléré à "basse" température . . . . .	156
4.2	Tableau récapitulatif des contraintes électriques et des contraintes en température des tests de vieillissement accéléré à "haute" températures . . . . .	157

4.3	Dégradation des paramètres statiques des HEMT testés à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 après 2000 heures de vieillissement [11] . . . . .	161
4.4	Dégradation des paramètres statiques des HEMT testés en débit à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 après 2000 heures de vieillissement et à "haute" température après 126 heures de vieillissement [11] . .	176
4.5	Dégradation des paramètres statiques des HEMT de la plaque AEC1389 soumis aux tests de vieillissement accéléré HTO à différentes température de canal [9] . . . . .	184

# Notations

- $a$  (nm) : paramètre de maille de la couche buffer GaN  
 $a_0$  (nm) : paramètre de maille de la couche active  
 $a_1$  : épaisseur de la couche AlGaN  
 $a_2$  : épaisseur de la couche GaN  
 $a_{alloy}$  (m) : épaisseur de la couche active  
 $A$  : gain en tension de l'amplificateur de tension  
 $A^*$  : constante effective de Richardson  
 $C_{13}$  (GPa) : constante élastique  
 $C_{33}$  (GPa) : constante élastique  
 $e_{31}$  (C/m<sup>2</sup>) : constante piezoélectrique  
 $e_{33}$  (C/m<sup>2</sup>) : constante piezoélectrique  
 $E_F(x)$  : niveau de Fermi  
 $Eg$  (eV) : bande interdite d'un matériau  
 $f$  (Hz) : fréquence  
 $g_m$  (mS/mm) : transconductance d'un HEMT normalisée à la largeur de grille  
 $h = 6,62 \times 10^{-34}$  (J.s) : constante de Planck  
 $I_{DS}$  (A) : courant drain-source  
 $I_{DSS}$  (A) : courant de saturation drain-source  
 $I_{GS}$  (A) : courant grille-source  
 $I_S$  (A) : courant de saturation de la diode Schottky  
 $k = 8,61 \times 10^{-5}$  eV/K : constante de Boltzman  
 $K_C$  : paramètre d'ajustement du terme de la densité spectrale de bruit en courant normalisée associé aux contacts ohmiques  $\left[ \frac{S_I(f)}{I^2} \right]_C$   
 $L$  ( $\mu m$ ) : distance entre les contacts ohmiques d'un TLM  
 $L_{DS}$  ( $\mu m$ ) : distance drain-source d'un HEMT  
 $L_G$  ( $\mu m$ ) : longueur d'un doigt de grille

- $L_{GD}$  ( $\mu m$ ) : distance grille-drain d'un HEMT  
 $L_{GS}$  ( $\mu m$ ) : distance grille-source d'un HEMT  
 $m_0$  (kg) : masse d'un électron  
 $m^*$  (kg) : masse effective d'un électron dans la vallée principale  
 $n_S, n_{2-DEG}$  ( $10^{13}cm^{-2}$ ) : concentration des porteurs dans le canal  
 $N$  : nombre de porteurs dans le canal  
 $N_{Dgrille}$  : nombre de doigts de grille  
 $N_{ts}$  ( $cm^{-3}$ ) : concentration de pièges de génération-recombinaison  
 $\vec{P}_{PE}$  (C/m<sup>2</sup>) : polarisation piézoélectrique  
 $\vec{P}_{SP}$  (C/m<sup>2</sup>) : polarisation spontanée  
 $q = 1,6 \times 10^{-19}C$  : charge électronique  
 $r_S$  ( $\Omega$ ) : résistance série de la diode Schottky en mode direct  
 $R_C$  ( $\Omega/\square$ ) : résistance d'un contact ohmique  
 $R_{carré}$  ( $\Omega/\square$ ) : résistance par carré d'un HEMT  
 $R_{CH}$  ( $\Omega$ ) : résistance du canal (cas des structures TLM) et résistance de la zone recouverte par la grille (cas des structures GTLM et HEMT)  
 $R_{DS}$  ( $\Omega$ ) : résistance drain-source d'un HEMT  
 $R_{GD}$  ( $\Omega$ ) : résistance grille-drain  
 $R_P$  ( $\Omega$ ) : résistance de polarisation du dispositif expérimental de mesures de bruit aux basses fréquences  
 $R_S$  ( $\Omega$ ) : résistance des zones du canal non recouvertes par la grille  
 $R_{SG}$  ( $\Omega$ ) : résistance source-grille  
 $R_{sh}$  ( $\Omega$ ) : résistance shunt du modèle de courant de grille pour  $V_{GS} < 0,45V$   
 $R_{TLM}$  ( $\Omega$ ) : résistance globale d'une structure TLM  
 $S_{e_A}(f)$  ( $V^2/Hz$ ) : densité spectrale de bruit en tension de l'amplificateur de tension  
 $S_I, S_{i_{DS}}(f)$  ( $A^2/Hz$ ) : densité spectrale de bruit en courant  
 $S_{RC}(f)$  ( $A^2/Hz$ ) : densité spectrale de bruit en courant normalisée associée aux contacts ohmiques  
 $S_{RCH}(f)$  ( $A^2/Hz$ ) : densité spectrale de bruit en courant normalisée associée au canal  
 $S_{RTLM}(f)$  ( $A^2/Hz$ ) : densité spectrale de bruit en courant normalisée associée au TLM  
 $S_{sch}$  ( $\mu m$ ) : surface du contact Schottky

- $S_{v_s}(f)$  ( $V^2/Hz$ ) : densité spectrale de bruit en tension du signal  $v_s(t)$   
 $T$  (K) : température  
 $T_a$  (řC) : température ambiante  
 $T_{CH}$  (řC) : température du canal  
 $V_C(l)$  (V) : potentiel du canal à une distance  $l$  depuis la source  
 $V_{DS}$  (V) : tension drain-source  
 $V_{DSS}$  (V) : tension drain-source pour laquelle le courant de saturation est atteint  
 $V_{GS}$  (V) : tension grille-source  
 $V_{th}$  (V) : tension de seuil d'un HEMT  
 $W_C$  ( $\mu m$ ) : largeur d'un contact ohmique  
 $W_G$  ( $\mu m$ ) : largeur d'un doigt de grille  
 $x$  (%) : fraction molaire d'aluminium dans un alliage III-N  
 $\alpha_H$  : paramètre de Hooge  
 $\alpha_{CH}$  : paramètre de Hooge intervenant dans la densité spectrale de bruit en courant normalisée associé à la zone du canal recouverte par la grille  $\left[\frac{S_I(f)}{I^2}\right]_{CH}$   
 $\alpha_S$  : paramètre de Hooge intervenant dans la densité spectrale de bruit en courant normalisée associé aux zones du canal non recouvertes par la grille  $\left[\frac{S_I(f)}{I^2}\right]_S$   
 $\Delta$  (eV) : énergie séparant le bas du puits de potentiel du niveau de Fermi  
 $\delta d$  (m) : épaisseur effective du canal bidimensionnel  
 $\Delta E_C$  (eV) : discontinuité de la bande de conduction à l'interface d'une hétérostructure  
 $\Delta E_G$  (eV) : différence des énergies de bande interdite à l'interface d'une hétérostructure  
 $\epsilon$  ( $W.cm^{-1}.K^{-1}$ ) : constante diélectrique  
 $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  F/m : permittivité du vide  
 $\epsilon_{alloy}, \epsilon_1$  F/m : constante diélectrique relative de la couche active  
 $\epsilon_2$  F/m : constante diélectrique relative de la couche GaN  
 $\eta$  : facteur d'idéalité de la diode Schottky  
 $\mu_0$  ( $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ ) : mobilité des porteurs dans le canal  
 $\mu_{2-DEG}$  ( $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ ) : mobilité des porteurs dans le canal  
 $\mu_{CH}$  ( $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ ) : mobilité des électrons intervenant dans la densité spectrale de bruit en courant normalisée associé à la zone du canal recouverte par la grille  $\left[\frac{S_I(f)}{I^2}\right]_{CH}$

$\mu_S$  ( $\text{cm}^2.\text{V}^{-1}.\text{s}^{-1}$ ) : mobilité des électrons intervenant dans la densité spectrale de bruit en courant normalisée associé aux zones du canal non recouvertes par la grille  $\left[\frac{S_I(f)}{I^2}\right]_S$

$\nu$  ( $\text{cm/s}$ ) : vitesse de déplacement des électrons à la position  $l$  du canal

$\nu_{sat}$  ( $\text{cm/s}$ ) : vitesse de déplacement de saturation des électrons à la position  $l$  du canal

$\phi_B$  (eV) : hauteur de barrière Schottky

$\rho_P$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : densité de charge fixes

$\sigma_{alloy}$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : densité de charge fixes en surface de la couche active

$\pm\sigma_{alloy/GaN}$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : densité de charge fixes à l'interface AlGaN/GaN ou AlInN/GaN

$-\sigma_n$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : charge de compensation présente dans le puits de potentiel

$\sigma_{p1}, \sigma_{p2}$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : densités de charges fixes due à la polarisation spontanée induites aux interfaces de la couches GaN

$\sigma_{s1}$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : charge positive de surface

$-\sigma_{s2}$  ( $\text{C.cm}^{-2}$ ) : charge négative de surface

# Introduction générale

Les circuits et systèmes électroniques actuels sont conçus pour délivrer de fortes puissances et fonctionner dans le domaine des hyperfréquences, en particulier dans le cadre d'applications de télécommunication, des radars, de l'électronique embarquée dans l'espace, dans les systèmes d'alimentation. Pour répondre à une demande croissante de performances en puissance dans le domaine des hyper-fréquences, les potentialités des matériaux à base de nitrure de gallium sont exploitées pour concevoir des transistors à haute mobilité électronique (HEMT) capables de concurrencer les HEMT basés sur du GaAs. En effet, le champ de claquage du GaN, de 5MV/cm, plus de 12 fois supérieur à celui du GaAs, permet la fabrication de HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> délivrant jusqu'à 12W/mm de puissance de sortie à 10 GHz pour une fréquence de transition de 18 GHz [12]. Cependant, les HEMT à base de nitrure de gallium ne se limitent pas à l'association des matériaux AlGa<sub>N</sub> et Ga<sub>N</sub>. Plus récemment, la conception de HEMT AlInN/Ga<sub>N</sub> a permis d'obtenir une puissance allant jusqu'à 2,5 W/mm à 10 GHz pour une fréquence de transition de 102 GHz [13], performance à l'état de l'art. Les filières technologiques basées sur Ga<sub>N</sub>, sont certes plus que prometteuses, puisque déjà commercialisées pour certaines, en termes de performances électriques, mais leur étude est à approfondir afin de garantir leur fiabilité à long terme.

C'est dans ce contexte de besoins en performances et en fiabilité croissants dans des domaines d'applications spécifiques que s'inscrit le projet ANR Cardinal (CARactérisation électrique et modélisation physique des DYfonctionnements des HEMT à base de Nitrure de gALlium) qui réunit trois partenaires académiques, l'IEMN de Lille, l'INL de Lyon, l'IMS de Bordeaux, pilote du projet, et un partenaire industriel, Alcatel-Thalès III-V Lab. Il est composé de trois sous-projets. Le premier sous-projet consiste en la fabrication et l'encapsulation des composants à l'étude. Le deuxième sous-projet comporte la caractérisation électrique initiale des composants et l'identification des effets parasites de fonctionnement. Le troisième sous-projet est consacré à l'étude de la fiabilité des filières

technologiques étudiées. Deux filières technologiques ont été étudiées, la filière HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et la filière InAlN/AlN/GaN.

Cette thèse s'inscrit dans son intégralité dans les objectifs du projet Cardynal, à savoir de diagnostiquer les défauts responsables des effets parasites limitant les performances des HEMT. Plus particulièrement une méthode de modélisation du bruit aux basses fréquences est mise en œuvre pour localiser les sources de bruit aux basses fréquences en courant de drain. Il s'agit également de comprendre les mécanismes de dégradation de ces composants en cours de vieillissement, afin de pouvoir évaluer la maturité des filières technologiques et garantir leur fiabilité. Ces travaux ont été menés en collaboration avec les partenaires universitaires et industriel du projet Cardynal.

Ce manuscrit est divisé en quatre chapitres, chacun focalisé sur une étude menée dans l'un des sous-projets de Cardynal. Le premier chapitre regroupe des généralités sur la technologie des HEMT à base de Ga<sub>N</sub>. Après avoir évoqué les potentialités de cette technologie en donnant les paramètres caractéristiques des matériaux Ga<sub>N</sub>, AlGa<sub>N</sub>, et InAlN. Un état de l'art des performances et des applications est donné. Ensuite le principe d'une hétérostructure est décrit, en relevant les différences entre les hétérostructures AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et InAlN/GaN. Enfin le fonctionnement d'un HEMT est présenté.

Le deuxième chapitre est consacré à la description des technologies. Les dimensions physiques et les paramètres caractéristiques des matériaux utilisés sont donnés. La caractérisation électrique initiale a permis d'établir une étude statistique des paramètres électriques statiques des structures étudiées. Cette étude a apporté des informations sur la dispersion des paramètres sur chaque plaque, et conduit à l'identification d'effets parasites de fonctionnement, pour lesquels une revue bibliographique est donnée.

Le troisième chapitre est composé de travaux menés dans le cadre du deuxième sous-projet de Cardynal, concernant le bruit aux basses fréquences. C'est un facteur de mérite important car le bruit aux basses fréquences se transforme en bruit de phase aux hautes fréquences, qui se traduit par des effets non linéaires, et réduit la bande passante des systèmes. Il traduit également la qualité d'une filière technologique et permet la détection de pièges profonds dans la structure. Ainsi dans ce chapitre les technologies étudiées sont comparées en terme de qualité par l'évaluation du bruit en excès, et on donnera une caractérisation des pièges détectés pour chaque technologie. Dans ce chapitre on pourra suivre l'étude sur la localisation des sources de bruit en excès dans la structure.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la fiabilité, et s'inscrit donc dans le

troisième sous-projet de Cardynal. Ce chapitre fait état de l'évolution des caractéristiques statiques après les tests de vieillissement accéléré, ainsi que de l'évolution du bruit aux basses fréquences dans les HEMT. Ces études ont été corrélées avec les caractérisations électriques et physiques effectuées par les partenaires du projet, afin d'expliquer les mécanismes de dégradation observés. Dans ce chapitre, le bruit aux basses fréquences est utilisé en tant qu'indicateur de défaillance, et permet de suivre l'évolution du niveau de bruit en  $1/f$  et des pièges détectés avant vieillissement.



# Chapitre 1

## Le HEMT à base de GaN, fonctionnement et applications

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Le nitrure de gallium pour la réalisation de HEMT . . . . .</b>	<b>35</b>
1.1.1	Propriétés du nitrure de gallium . . . . .	36
1.1.2	Etat de l'art et applications des HEMT et d'autres hétérostructures à base de GaN . . . . .	38
<b>1.2</b>	<b>Hétérostructure à base de GaN . . . . .</b>	<b>41</b>
1.2.1	Polarisation spontanée . . . . .	41
1.2.2	Polarisation piezoélectrique . . . . .	43
1.2.3	Répartition des charges fixes . . . . .	46
1.2.4	Formation d'un canal bidimensionnel à l'interface . . . . .	48
<b>1.3</b>	<b>Fonctionnement du HEMT à base de GaN . . . . .</b>	<b>50</b>
1.3.1	Structure type d'un HEMT AlGaIn/GaN . . . . .	50
1.3.2	Les substrats utilisés pour la croissance épitaxiale . . . . .	52
1.3.3	Modèle analytique du contrôle de charges . . . . .	52
<b>1.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>55</b>

---

Les systèmes électroniques utilisés dans les applications militaires, spatiales, et les applications à la télécommunication, nécessitent la conception de transistors capables de délivrer de fortes puissances et de fonctionner à des fréquences toujours plus élevées. Associer des matériaux III et V de la classification périodique des éléments a permis de développer des composants basés sur des hétérostructures. La particularité de ces hétérostructures réside dans la discontinuité d'énergie des bandes de valence et de conduction. Cette discontinuité peut permettre le cas échéant le confinement des porteurs libres dans un puits de potentiel ; les porteurs sont ainsi séparés des ions fixes. Les interactions entre les ions fixes et les porteurs libres étant limitées, la mobilité des porteurs est favorisée, ce qui conduit à un déplacement des porteurs beaucoup plus rapide que dans du silicium, jusqu'à permettre le développement de composants fonctionnant aux fréquences micro-ondes. C'est ce qu'illustre le diagramme de la figure 1.1, qui présente les performances électriques de HEMT à base de GaN, GaAs, et Si, pour des applications de fortes puissances.

Ce graphe montre que le FET basé sur silicium fournit un courant équivalent au FET sur GaAs, mais moitié moindre par rapport au FET basé sur GaN. Le GaAs a permis d'obtenir des performances en fréquence beaucoup plus élevées que le silicium, et une meilleure tenue en température.

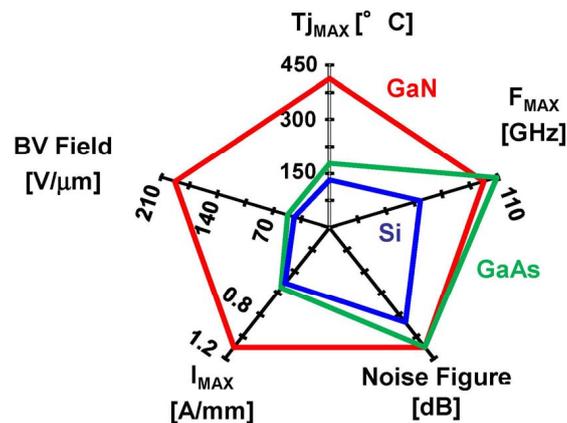


FIGURE 1.1 – Diagramme de comparaison des principaux domaines de performances des FET à base de silicium, arséniure de gallium, et nitrure de gallium [1]

Les HEMT à base de GaAs ont fait et font encore l'objet d'études poussées pour accroître leurs performances en fréquence et garantir leur fiabilité. De nombreuses techniques développées dans l'étude de ces composants ont pu être réutilisées dans le cadre de l'évaluation des composants à base de GaN. Cependant, le HEMT GaAs voit ses limites dans sa tension de claquage, certes plus élevée que celle des composants à base de silicium, mais qui ne permet pas de fournir un courant suffisamment fort pour des applications nécessitant beaucoup de puissance, associée à un fonctionnement rapide. Les composants à base de GaAs sont donc bien adaptés aux applications en hautes fréquences mais relativement faibles puissances.

Le matériau GaN, avec une tension de claquage douze fois plus élevée que le matériau GaAs, permet d'obtenir une densité de courant pratiquement deux fois plus forte [1], ce qui rend son utilisation pertinente pour des applications nécessitant une forte puissance. Les nitrures en général sont des matériaux mécaniquement robustes et presque inertes chimiquement ; ils sont donc particulièrement stables à haute température et dans les environnements hostiles [14], en l'occurrence l'espace, milieu dans lequel les composants sont soumis aux radiations, et les milieux sous températures extrêmes. Les hétérostructures à base de GaN les plus répandues sont les hétérostructures AlGaN/GaN, InAlN/GaN, et InGaN/GaN. Dans ces travaux, il sera question de HEMT basés sur des hétérostructures AlGaN/GaN et InAlN/GaN.

Dans ce chapitre nous présentons d'abord les potentialités des HEMT conçus à partir de nitrure de gallium, en mettant en avant ses propriétés physiques, puis nous présentons un état de l'art des HEMT basés sur les hétérostructures AlGaN/GaN et AlInN/GaN, et les applications possibles de ces composants. Nous montrons ensuite comment le puits de potentiel peut être formé à partir de matériaux AlGaN ou AlInN et GaN, et enfin le modèle analytique régissant le fonctionnement du HEMT est donné.

## 1.1 Le nitrure de gallium pour la réalisation de HEMT

Les propriétés du matériau nitrure de gallium ne sont pas identiques selon sa structure cristalline. Ces différentes structures sont discutées dans les paragraphes suivants, à l'issue de quoi les propriétés électriques et physiques du nitrure de gallium sont données. Puis un panel des applications possibles des HEMT à base de GaN est donné ainsi que l'état de l'art des structures étudiées dans ces travaux.

### 1.1.1 Propriétés du nitrure de gallium

Le nitrure de gallium se présente sous deux formes cristallines utilisables dans la fabrication des HEMT, wurtzite et zinc blende. Il existe sous une troisième forme, NaCl, qui ne concerne pas nos travaux car c'est la forme haute pression. La forme zinc blende pourrait être plus intéressante que la forme wurtzite en raison de la masse effective plus faible d'un électron et du nombre plus faible de liaisons atomiques pendantes en surface, mais son instabilité est rédhibitoire pour la fabrication de composants électroniques [15]. La structure cristalline du GaN utilisée dans nos travaux est de type wurtzite, forme thermodynamiquement la plus stable [14]. Cette structure présente cependant plus de défauts cristallins à l'issue de la croissance épitaxiale. Une représentation schématique du GaN wurtzite est donnée en figure 1.2, déclinée selon deux directions cristallographiques différentes, face-N et face-Ga.

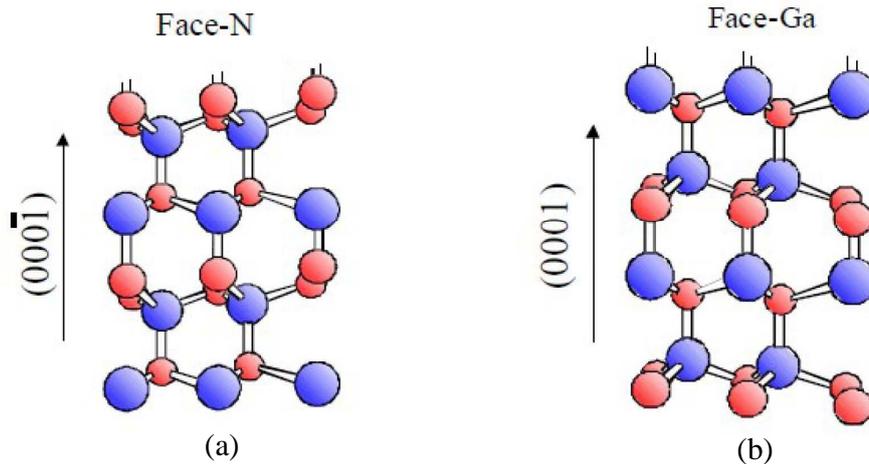


FIGURE 1.2 – Cristaux GaN de forme wurtzite face-N (a) et face-Ga (b) [2]

Elle est constituée d'une cellule unitaire hexagonale, et consiste en une alternance de plans d'atomes de gallium et de plans d'atomes d'azote, suivant l'axe  $[0001]$ . Par convention, la direction  $[0001]$  est choisie comme étant la direction de la liaison  $N \rightarrow Ga$ . Si cette liaison pointe vers la surface, le cristal est de type face Ga, et si elle pointe vers le substrat, le cristal est de type face N [2]. Ces considérations d'orientation cristalline sont importantes car elles déterminent l'orientation des polarisations spontanée et piezoélectrique en surface et à l'interface des matériaux d'une hétérostructure.

Les propriétés données au tableau 1.1 sont relatives au GaN de type wurtzite et sont

tirées de [10]. La bande interdite du GaN est de 3,39 eV à 300 K, ce qui le classe dans la catégorie des matériaux à grand gap. L'affinité électronique du nitrure de gallium est de 4,1 eV. Sa température de fusion est de 2500 °C, sa conductivité thermique est de 1,3 W.cm<sup>-1</sup>.K<sup>-1</sup>, son coefficient de diffusion thermique de 0,43 cm<sup>2</sup>.s<sup>-1</sup>. La masse effective d'un électron libre dans la vallée principale est de 0,2  $m_0$ . La densité atomique du nitrure de gallium est de 8,9.10<sup>22</sup> cm<sup>3</sup> et sa masse volumique est de 6,15 g.cm<sup>-3</sup>.

En résumé, le tableau ci-dessous présente les principales propriétés du matériau GaN wurtzite comparées avec celles de matériaux utilisés dans la réalisation de transistors MOS ou HEMT.

Propriétés à 300 K	GaN	GaAs	SiC	Si
Bande interdite $E_g$ (eV)	3,39	1,42	3,25	1,12
Mobilité des électrons (cm <sup>2</sup> V <sup>-1</sup> s <sup>-1</sup> )	680	6000	800	1350
Champ de claquage (MV/cm)	5	0,4	3	0,25
Vitesse de saturation des électrons $\nu_{sat}$ (10 <sup>7</sup> cm/s)	2,6	2	2	1
Conductivité thermique (W.cm <sup>-1</sup> .K <sup>-1</sup> )	1,3	0,5	4,9	1,5
Constante diélectrique $\epsilon$	8,9	12,8	9,7	11,8
masse effective de l'électron	0,2. $m_0$	0,067. $m_0$	–	1,08. $m_0$

TABLE 1.1 – Comparaison des propriétés du matériau GaN wurtzite avec "ses concurrents" [10]

Le tableau 1.1 montre que le champ de claquage est plus de douze fois plus fort dans le matériau GaN que dans le matériau GaAs. Nous avons vu, en introduction de ce chapitre, que les HEMT à base de GaAs délivrent deux fois moins de courant que les HEMT basés sur GaN, car ils sont limités par le champ de claquage. Les tensions de claquage élevées sont l'apanage des matériaux dits à grand gap. La hauteur de bande interdite d'un matériau conditionne le champ de claquage par une relation de proportionnalité à l'exposant 3/2. C'est pour cela que le GaN est un matériau dédié au développement d'applications de puissance. La mobilité des électrons dans le GaN, plutôt faible par rapport à ses concurrents, peut cependant être élevée à 1500 voire 2000 cm<sup>2</sup>.V<sup>-1</sup>.s<sup>-1</sup> dans le canal des HEMT des structures AlGaIn/GaN. Ceci est dû au fait que dans de telles structures les électrons libres sont confinés dans un puits de potentiel à forte mobilité électronique. Ajoutons à cela que dans ces hétérostructures la discontinuité de la bande de conduction, du fait de la différence des hauteurs de bandes interdites de chacun des matériaux mis en

jeu dans l'hétérostructure, permet le confinement dans le puits de potentiel d'une forte densité d'électrons,  $1.10^{13} \text{ cm}^{-2}$  contre  $3.10^{12} \text{ cm}^{-2}$  dans les PHEMT à base de GaAs [16]. Cette forte densité, associée à la forte mobilité des électrons lorsqu'ils sont confinés dans le puits quantique, favorisent le débit de fortes densités de courants à des fréquences comparables à celles visées pour les HEMT à base de GaAs. De la vitesse de saturation des porteurs dans un matériau dépend la fréquence de transition des composants. La vitesse de saturation des électrons est la plus grande dans le GaN, plus encore dans le cas d'un puits quantique, ce qui favorise le développement de HEMT travaillant à des fréquences élevées, notamment dans les bandes X à K. De plus travailler à hautes puissances génère de la chaleur à évacuer. Là encore le matériau GaN est favorisé par rapport au GaAs du fait de sa conductivité thermique. Cependant cet atout est à relativiser car le rapport des conductivités thermiques des matériaux utilisés pour former une hétérostructure à base de GaN ou de GaAs est du même ordre de grandeur que celui des densités de puissance attendues pour les HEMT conçus respectivement à partir de ces deux hétérostructures ; des effets parasites liés à la chaleur sont à envisager.

### 1.1.2 Etat de l'art et applications des HEMT et d'autres hétérostructures à base de GaN

Les HEMT à base de nitrure ont été développés pour répondre à des besoins croissants en puissance aux hautes fréquences, couplés à des exigences en terme de fiabilité, tenue en température et résistance aux radiations. Ces besoins concernaient en premier lieu les domaines militaire et spatial, pour le développement d'applications à la détection, la furtivité, la communication. Ces HEMT sont utilisés dans la conception d'amplificateurs de puissance, d'oscillateurs, de commutateurs, dans le domaine des micro-ondes. Les HEMT étudiés dans ces travaux ont été conçus à partir de deux hétérostructures différentes : AlGaIn/GaN et InAlN/GaN. L'état de l'art et des exemples d'applications présentés dans cette partie concernent les HEMT AlGaIn/GaN et InAlN/GaN.

Les HEMT AlInN/GaN apparaissent beaucoup plus performants que les HEMT classiques AlGaIn/GaN, offrant des densités de courant deux fois plus fortes [17]. Cette augmentation de puissance est due au fait que la densité de charge de polarisation induite dans le puits quantique est deux à trois fois supérieure à celle des HEMT AlGaIn/GaN. L'état de l'art de l'AlInN/GaN est un HEMT pouvant débiter un courant de 1,3 A/mm et une transconductance de 330 mS/mm pour une fréquence de transition de 102GHz [13].

Le tableau suivant donne quelques exemples de performances RF et DC pour les deux filières technologiques étudiées dans ces travaux.

<i>fréq</i> (GHz)	$f_T$ (GHz)	$P_{OUT}$ (W/mm)	$PAE$ (%)	$gain$ (dB)	$I_{DS}$ (A/mm)	$g_m$ (mS/mm)	
technologie	InAlN/GaN						
10 ( $V_{DS} = 15$ V)	102	2,5	23	19	1,3	330	[13]
10 ( $V_{DS} = 20$ V)	45	3,8	30	8,6	1,18	268	[18]
10	-	6,8	-	-	-	400	[19]
technologie	AlGaN/GaN						
10 ( $V_{DS} = 10$ V)	82	-	-	-	1,05	321	[20]
10 ( $V_{DS} = 48$ V)	18 (20 V)	12,2	65	-	-	-	[12]
10 ( $V_{DS} = 5$ V)	75	-	-	12	0,24	-	[21]
30 ( $V_{DS} = 42$ V)	50	10	40	8,4	-	445	[22]
30 ( $V_{DS} = 30$ V)	50	7,3	50	8,5	-	0445	[22]

TABLE 1.2 – Comparaison des performances RF et DC à l'état de l'art des HEMT AlGaN/GaN et InAlN/GaN

Les HEMT AlGaN/GaN et InAlN/GaN sont particulièrement performants dans les bandes X et Ka. Le tableau montre que la filière émergente InAlN/GaN est très prometteuse, présentant déjà des densités de courant plus élevées que la filière AlGaN/GaN. Selon les applications visées, les fondeurs doivent faire des compromis technologiques pour privilégier la fréquence de travail ou les fortes puissance. Ainsi pour les quelques exemples présentés dans ce tableau, les puissances obtenues dans la bande X sont moindres mais les fréquences de transition sont beaucoup plus élevées.

Les commutateurs radiofréquence sont des composants utilisés dans de nombreux circuits et systèmes tels que des filtres, des radars, et des antennes. Les propriétés des hétérostructures AlGaN/GaN permettent la réalisation de commutateurs de puissance présentant très peu de pertes d'insertion [23]. Les travaux de Yang ont abouti en 2009 à la réalisation de commutateurs avec des pertes d'insertion de 0,23 dB et une isolation de 34,3 dB à 2 GHz [24]. Ces commutateurs peuvent tenir des puissances de 50 dBm (environ 100 W) aux états ON et OFF. Les convertisseurs boost AlGaN/GaN permettent d'obtenir des régimes transitoires très rapides avec peu de pertes et un rendement en puissance jusqu'à 98%. La puissance de sortie de tels dispositifs va de 60 à 300 W à 1 MHz [25]. Les performances de ce convertisseur sont à l'état de l'art, mais d'autres ont obtenu des performances comparables, avec un rendement de 94,2%, une puissance de

sortie de 122 W à 1 MHz [26].

La filière AlGaIn/GaN est exploitable dans les applications de télécommunications en bandes L et S, notamment dans les stations de base de la téléphonie sans fil. Récemment, Fujitsu-Siemens a intégré des HEMT GaN dans ses alimentations, gagnant ainsi en puissance. L'industrie s'intéresse au matériau GaN également pour des applications optiques, notamment des LEDs émettrices dans le bleu ou le violet, ainsi que des lasers de longue durée de vie [27] [28]. Les hétérostructures à base de nitrure de gallium sont utilisées dans les micro-systèmes (MEMS), pour réaliser des capteurs. Il s'agit de mettre à profit les propriétés piézoélectriques du matériau au niveau des résonateurs [29]. Les hétérostructures à base de GaN sont utilisées également pour leurs propriétés optoélectroniques, notamment pour la réalisation de miroirs de Bragg pour concevoir des LED qui émettent dans le bleu et les UV [30].

La figure 1.3 est un récapitulatif visuel des domaines d'applications possibles de ces technologies.

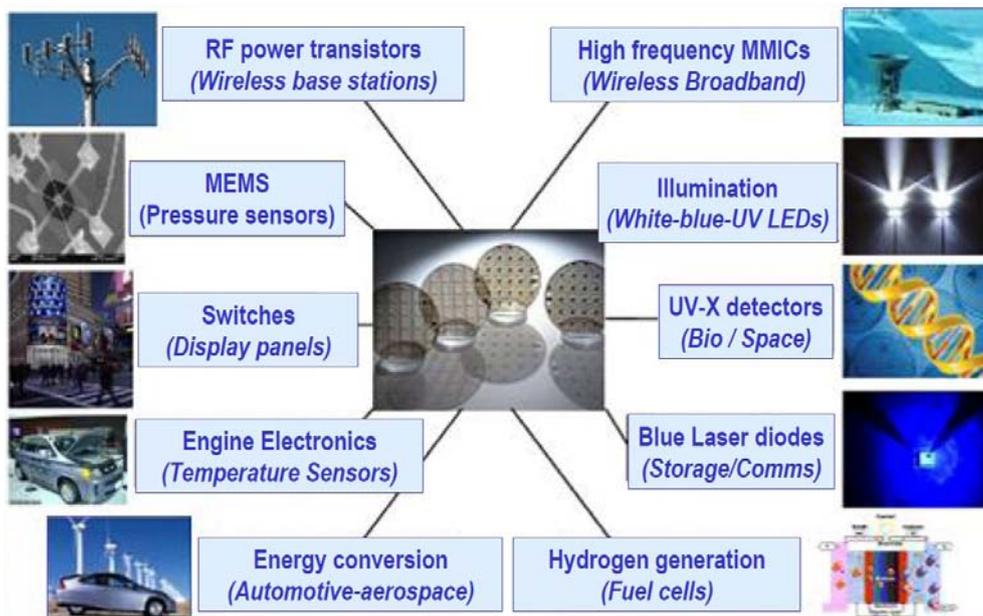


FIGURE 1.3 – Récapitulatif des applications possibles des hétérostructures à base de GaN [3]

## 1.2 Hétérostructure à base de GaN

Une hétéro-jonction est réalisée par la mise en contact de deux matériaux semi-conducteurs mono-cristallins différents. L'intérêt de ces hétérojonctions réside dans la différence des valeurs de bande interdite des deux matériaux et dans les discontinuités respectives de l'énergie de la bande de conduction et de l'énergie de la bande de valence à la jonction. Ces hétérojonctions sont réalisables si les deux matériaux semi-conducteurs ont des paramètres de maille assez proches, de manière à minimiser la densité de dislocations, ou bien pour des structures pseudomorphiques, si la contrainte n'est pas relaxée [15].

Pour présenter les hétérostructures utilisées pour concevoir des HEMT, nous commençons par expliquer les mécanismes de polarisation qui siègent dans les matériaux mis en jeu. En effet le GaN wurtzite est le siège de polarisations spontanée et piézoélectrique qui régissent les propriétés optiques et électriques des hétérostructures à base de GaN [4].

### 1.2.1 Polarisation spontanée

Les dissymétries de la structure cristalline, associées à un fort facteur d'ionisation de la liaison de covalence métal-nitride [4], entraînent la formation d'un ensemble de dipôles orientés partiellement ou complètement en fonction d'un champ électrique. En effet le gallium (1,6 eV) est moins électronégatif que l'azote (3 eV). Ainsi une charge négative  $-q$  apparaît autour des atomes d'azote et une charge positive  $+q$  apparaît autour des atomes de gallium. Le matériau est donc le siège d'une polarisation macroscopique  $\vec{P}_{SP}$ , sans qu'une contrainte externe ne soit appliquée [2]. La figure 1.4 ci dessous illustre la polarisation spontanée sur une maille élémentaire de GaN wurtzite face Ga.

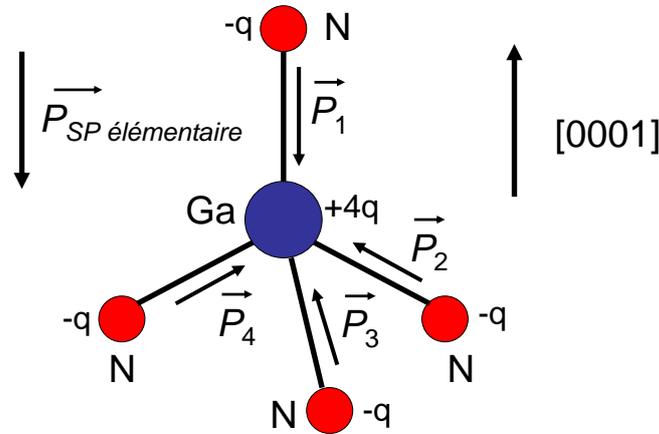


FIGURE 1.4 – Polarisation spontanée : structure wurtzite du GaN à l'équilibre

Dans un cristal de GaN, la polarisation totale qui s'établit est la résultante de la sommation de chaque contribution à cette polarisation,  $\vec{P}_1$ ,  $\vec{P}_2$ ,  $\vec{P}_3$  et  $\vec{P}_4$ . La polarisation résultante sur une maille élémentaire  $\vec{P}_{SP\text{élémentaire}}$  suit la direction  $[0001]$  et le sens de  $\vec{P}_1$ .

La polarisation spontanée,  $\vec{P}_{SP}$ , se manifeste aux interfaces du matériau avec le vide, ou avec un autre composé. Elle crée une densité de charges à l'interface égale à  $\vec{P}_{SP} \cdot \vec{n}$  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 ( $\vec{n}$  vecteur unité normal à la surface). Dans le GaN, le vecteur polarisation  $\vec{P}_{SP}$  est orienté dans la direction  $[000\bar{1}]$  [15]. Au sein d'une structure wurtzite face-N, la polarisation spontanée conduit à une charge globale positive  $+Q$  en surface et négative  $-Q$  à l'opposée. La polarisation spontanée est de sens inverse dans une structure wurtzite face-Ga, la charge en surface est donc négative et à l'opposée la charge est positive. La polarisation spontanée d'un cristal de GaN et la répartition des charges qu'elle entraîne sont illustrées figure 1.5.

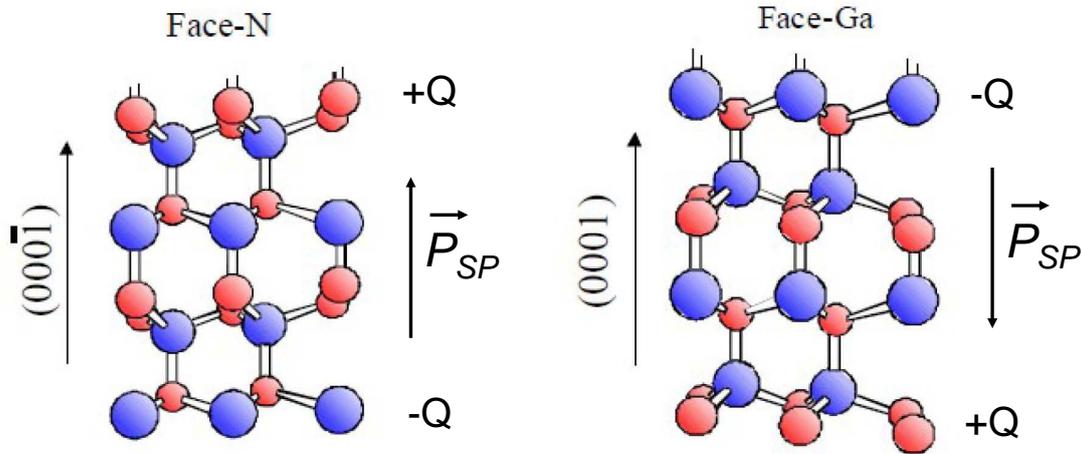


FIGURE 1.5 – Polarisation spontanée et répartition de la charge globale aux interfaces sur une structure GaN de type wurtzite face-N et face-Ga [2]

Le calcul de la polarisation spontanée des alliages ternaires est effectué par le modèle linéaire de Vegard, dont les formules respectives concernant l'AlGaN et l'InAlN sont données équation 1.1 et 1.2 [2].

$$P_{SP}(x) = xP_{SP}(AlN) + (1-x)P_{SP}(GaN) \quad (1.1)$$

$$P_{SP}(x) = xP_{SP}(AlN) + (1-x)P_{SP}(InN) \quad (1.2)$$

Ces calculs sont effectués avec les polarisations spontanées de chacun des alliages binaires mis en jeu, à savoir  $-0,034C/m^2$  pour le matériau GaN,  $-0,09C/m^2$  pour le matériau AlN, et  $-0,042C/m^2$  pour le matériau InN.

### 1.2.2 Polarisation piézoélectrique

Sous l'effet d'une contrainte mécanique extérieure, dans le GaN comme dans tout matériau semi-conducteur à phase wurtzite, une polarisation piézoélectrique est induite. Cette polarisation est due à la déformation des liaisons covalentes entre l'atome de gallium et ses voisins d'azote. La contrainte mécanique peut être extensive ou compressive. Dans nos travaux sur les HEMT, la couche GaN des hétérostructures est entre environ 100 fois plus épaisse que la couche AlGaN, au point de la considérer relaxée de toute contrainte

mécanique.

La polarisation piezoélectrique des alliages ternaires AlGaIn et AlInN, est modélisée selon le formalisme de Hooke [4]. On en retient l'équation 1.3.

$$P_{PE} = 2 \frac{a - a_0}{a_0} \left( e_{31} - e_{33} \frac{C_{13}}{C_{33}} \right) \quad (1.3)$$

$a$  et  $a_0$  sont respectivement les constantes du réseau des couches GaN et AlGaIn.  $e_{31}$  et  $e_{33}$  sont des constantes piézoélectriques.  $C_{13}$  et  $C_{33}$  sont des constantes élastiques.

Le tableau suivant présente une comparaison des paramètres des matériaux GaN, AlN, et InN pour le calcul des polarisations.

PARAMETRE	GaN	AlN	InN
$a_0$ (nm)	0,3189	0,3112	0,354
$e_{31}$ (C/m <sup>2</sup> )	-0,49	-0,60	-0,57
$e_{33}$ (C/m <sup>2</sup> )	0,73	1,46	0,97
$C_{13}$ (GPa)	106	99	121
$C_{33}$ (GPa)	398	389	182
$m^*/m_e$	0,20	0,48	0,11
$P_{SP}$ (C/m <sup>2</sup> )	-0,034	-0,09	-0,042

TABLE 1.3 – Paramètres des matériaux GaN, AlN, et InN pour les calculs de polarisation [2] [4]

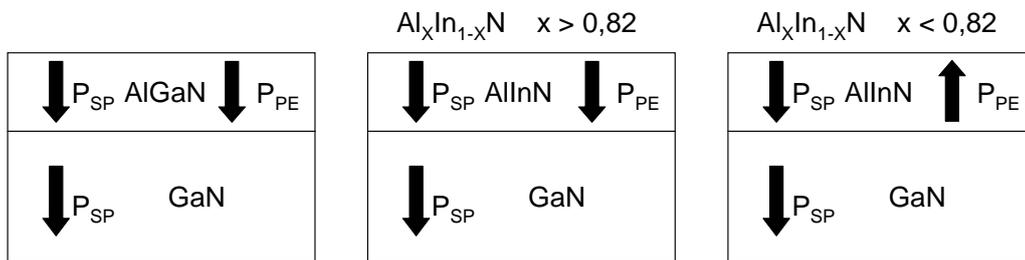
La polarisation totale d'un matériau à base de GaN est égale à la somme des polarisations piezoélectrique et spontanée.

$$\vec{P} = \vec{P}_{PE} + \vec{P}_{SP} \quad (1.4)$$

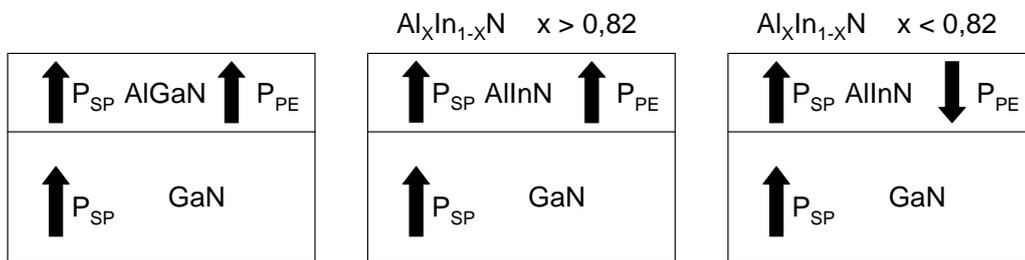
Seule la couche AlGaIn y est contrainte mécaniquement, ce qui conduit à une répartition de charges, en surface de la couche AlGaIn et à l'interface AlGaIn/GaN, issue des effets de polarisation piezoélectrique et spontanée. La couche GaN n'est soumise qu'à la polarisation spontanée.

Considérons donc une hétérostructure comprenant une couche mince d'AlGaIn ou une couche mince d'AlInN sur une épaisse couche GaN relaxée. La polarisation piézoélectrique et la polarisation spontanée sont dirigées dans la même direction dans le cas d'une

contrainte en extension, et dans des directions contraires dans le cas d'une contrainte compressive. Dans le cas particulier de l'AlInN, la fraction molaire d'aluminium détermine la nature de la contrainte. Si cette fraction est supérieure à 0,82, alors la contrainte est en extension, si elle est inférieure à 0,82, il s'agit d'une compression. Si la fraction est de 0,82 ( $Al_{0,82}In_{0,18}N$ ), la croissance se fait en accord de maille et la polarisation piézoélectrique disparaît. La figure 1.6 illustre les polarisations pour une croissance d'AlGaN et AlInN sur GaN face-Ga et face-N [4].



*Hétérostructures AlGaN/GaN et AlInN/GaN face-Ga*



*Hétérostructures AlGaN/GaN et AlInN/GaN face-N*

FIGURE 1.6 – Polarisation spontanée et piézoélectrique dans les hétérostructures AlGaN/GaN et AlInN/GaN

Les effets de la polarisation spontanée conduisent à des densités de porteurs de l'ordre de  $10^{13}cm^{-2}$  [12] participant à la conduction des HEMT, sans dopage intentionnel du matériau GaN. Ces porteurs sont confinés dans un canal à l'interface d'une hétérostructure AlGaN/GaN. Le confinement des porteurs dans ce canal sera expliqué dans le paragraphe 4 de cette section. En revanche les effets de la polarisation piezoélectrique peuvent être néfastes. En effet elle entraîne l'apparition de phonons vibrants acoustiques ou optiques à l'interface d'une hétérostructure AlGaN/GaN, qui interagissent avec les

électrons. Cela peut être à l'origine d'effets parasites de fonctionnement, comme une réduction de la vitesse des électrons à fortes densités à l'interface AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> [31]. Elle peut également créer de la dispersion RF au sein des HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, c'est à dire l'effondrement du courant de drain en fonction de la fréquence de travail du transistor, effet appelé "RF drain-current collapse", en conséquence de quoi la puissance de sortie chute, ainsi que le PAE et la transconductance [32] [33] [34]. Les états de surface donnent certes des porteurs libres au canal, mais augmentent le temps de recouvrement du courant, augmentant le retard de commutation grille. Pour une fraction d'indium de 18% (82% d'Al), ou proche, les hétérostructures  $Al_xIn_{1-x}N/GaN$  sont en accord de maille [17]. Ainsi la polarisation piézoélectrique est négligeable devant la polarisation spontanée. C'est pourquoi il y a un meilleur confinement des porteurs dans le canal. Les HEMT fabriqués sur des hétérostructures InAlN/GaN fournissent globalement plus de courant que leur concurrents basés sur des hétérostructures AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>.

### 1.2.3 Répartition des charges fixes

Ces polarisations entraînent la répartition de charges fixes en surface des couches épitaxiales et à l'interface de l'hétérostructure. La concentration de charges induite par la polarisation globale est égale au gradient de la polarisation  $P$ . Elle est donnée par l'équation 1.5. La figure 1.7 illustre cette répartition dans une hétérostructure AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> face-Ga contrainte en tension.

$$\rho_P = -\nabla P \quad (1.5)$$

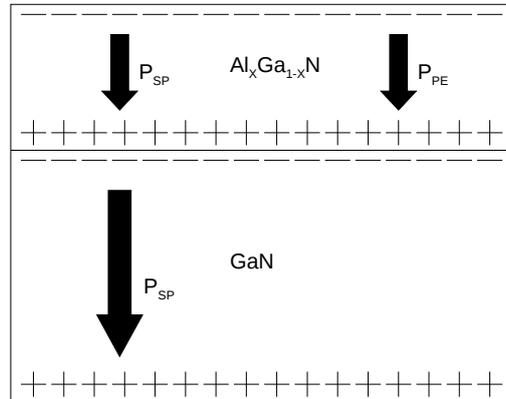


FIGURE 1.7 – Répartition des charges dans une hétérostructure AlGaIn/GaN face-Ga

La figure 1.7 illustre la répartition des densités bi-dimensionnelles de charges fixes en surface des couches GaN et AlGaIn et à l'interface. La densité de charges en surface de l'alliage ternaire AlGaIn ou AlInN (notée  $\sigma_{\text{alloy}}$ ) est exprimée par l'équation 1.6 et à l'interface AlGaIn/GaN ou InAlN/GaN (notée  $\sigma_{\text{alloy/GaN}}$ ) par l'équation 1.7[2].

$$\sigma_{\text{alloy}} = P_{\text{alloy}} = (P_{SP} + P_{PE})_{\text{alloy}} \quad (1.6)$$

$$\pm \sigma_{\text{alloy/GaN}} = (P_{SP})_{\text{GaN}} - (P_{SP} + P_{PE})_{\text{alloy}} \quad (1.7)$$

Ambacher et al. [4] ont constaté que la différence de polarisation spontanée entre la couche buffer GaN et la couche supérieure contenant de l'aluminium et/ou de l'indium entraîne une augmentation de la charge induite à l'interface, jusqu'à la multiplier par 2, alors qu'elle ne l'affecte pas (ou très peu) dans les hétérostructures InGaIn/GaN. La figure suivante 1.8 l'illustre. Sur cette figure  $\sigma/e$  représente une densité de porteurs,  $e$  est la charge électronique, qui est désignée par  $q$  dans tout le manuscrit, et  $\sigma$  la densité de charges à l'hétéro-interface.

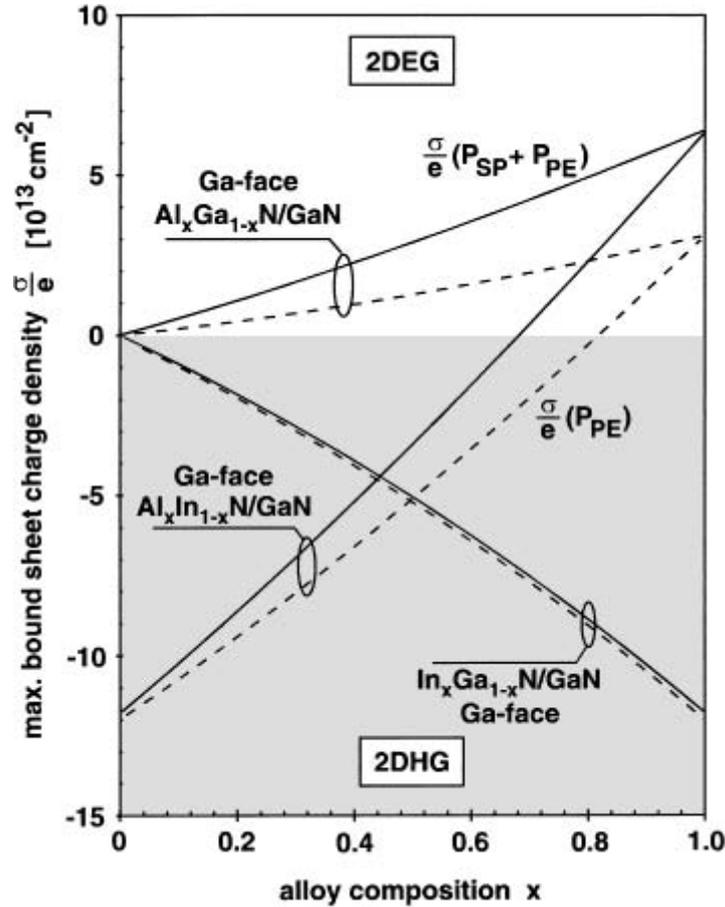


FIGURE 1.8 – Densité de porteurs fixes en surface et à l'interface de l'hétérostructure induite par la polarisation en fonction de la fraction molaire d'aluminium : en trait plein  $\frac{\sigma}{e}(P_{SP} + P_{PE})$  et en pointillés  $\frac{\sigma}{e}(P_{PE})$ [4]

#### 1.2.4 Formation d'un canal bidimensionnel à l'interface

Le canal bidimensionnel est issu de la différence des énergies de bande interdite des deux matériaux. Il en résulte à l'interface un puits de potentiel dans lequel sont confinés les électrons participant au courant de conduction dans la structure. La différence des énergies de bande interdite  $\Delta E_G$  conditionne donc le confinement des porteurs et doit être la plus grande possible. Nous donnons ici les formules permettant de calculer les bandes interdites (en eV) des alliages ternaires constituant la couche barrière, dans lesquelles  $x$  est la fraction molaire d'aluminium. Le puits de potentiel est localisé dans le matériau de

plus faible bande interdite.

$$E_G(\text{AlGaIn}) = xE_G(\text{AlN}) + (1-x)E_G(\text{GaN}) - b_{\text{AlGaIn}}x(1-x) = 6,1x + (1-x)(3,42 - x) \quad (1.8)$$

$$E_G(\text{InAlN}) = xE_G(\text{AlN}) + (1-x)E_G(\text{InN}) - b_{\text{InAlN}}x(1-x) \quad (1.9)$$

$b$  est un paramètre compris entre 0,353 et 2,6 eV selon les travaux de Y.K. Kuo et S.P. Grabowski. Cette large gamme de valeurs vient de la qualité cristalline des couches AlGaIn obtenue selon le mode de croissance employé [35][36].

$$\Delta E_C = E_C(\text{alloy}) - E_C(\text{GaN}) \quad (1.10)$$

La nature, électrons ou trous, des porteurs confinés dans ce puits dépend de l'orientation de la polarisation résultante des polarisations spontanée et piézoélectrique. Ceci est présenté figure 1.8 (dans ce graphe  $e$  est la charge électronique, qui est désignée par  $q$  dans tout le manuscrit). Dans le cas des structures AlGaIn/GaN, AlInN/GaN face-Ga avec ( $x > 0,82$ ), et AlInN/GaN face-N avec ( $x < 0,82$ ), la densité des porteurs fixes induite par la polarisation est positive ( $+\sigma/q$ ). Les électrons provenant des états de surface donneurs en excès ou des pièges dans la couche AlGaIn ou AlInN, sont alors confinés dans le puits de potentiel avec une concentration dépendante de la fraction molaire d'aluminium, et modélisée par l'équation 1.11.

$$n_S = \frac{\sigma}{q} - \left( \frac{\epsilon_0 \epsilon_{\text{alloy}}}{a_{\text{alloy}} q^2} \right) (\Phi_B + \Delta - \Delta E_C) \quad (1.11)$$

Dans cette équation  $\epsilon_{\text{alloy}}$  et  $a_{\text{alloy}}$  sont la constante diélectrique relative et l'épaisseur de la couche AlGaIn ou AlInN ( $x > 0,82$ ) en face-Ga ou AlInN ( $x < 0,82$ ) en face-N,  $\Phi_B$  représente la hauteur de barrière Schottky,  $\Delta$  est l'énergie séparant le bas du puits de potentiel du niveau de Fermi (voir figure 1.10), et  $\Delta E_C$  est la discontinuité de la bande de conduction à l'interface.

Dans le cas des structures AlGaIn/GaN, AlInN/GaN face-N avec ( $x > 0,82$ ), et AlInN/GaN face-Ga avec ( $x < 0,82$ ), la densité de porteurs fixes induite est négative ( $-\sigma/q$ ). Ce sont les trous de même nature qui participeront à la conduction du courant dans ce puits.

Quand les électrons libres peuplent le puits de potentiel bi-dimensionnel sous l'effet de la polarisation, le bas du puits quantique passe sous le niveau de Fermi, qui en général est assez proche de milieu de bande interdite du matériau de plus faible gap  $E_G$  [2].

## 1.3 Fonctionnement du HEMT à base de GaN

Les HEMT sur lesquels portent ces travaux sont basés sur les hétérostructures AlGaN/GaN et AlInN/GaN ( $x < 0,82$ ) face-Ga. Les HEMT basés sur des hétérostructures AlGaN/GaN ont déjà fait l'objet de nombreuses études, tant pour l'amélioration des performances en puissance et RF que pour l'évaluation de leur fiabilité. Ces dernières années, les HEMT InAlN/GaN ont suscité un intérêt grandissant du fait de meilleures performances. En effet ils sont le siège d'un effet de polarisation à l'origine de densités de charges fixes deux à trois fois plus élevées que dans les HEMT AlGaN/GaN. Dans cette section nous présenterons la structure d'un HEMT typique étudié dans nos travaux. Les substrats utilisés pour la croissance épitaxiale seront brièvement présentés, et nous donnerons le modèle analytique de transport du courant.

### 1.3.1 Structure type d'un HEMT AlGaN/GaN

Nous avons décrit les hétérostructures dont la discontinuité de bandes d'énergie entre l'alliage ternaire et le GaN entraîne la formation d'un puits de potentiel à l'interface dans la bande de conduction. Des porteurs de charge libres sont confinés dans ce puits, qui constitue un canal de conduction. Ce type de structure a donc permis la réalisation de transistors à haute mobilité électronique (HEMT : High Electron Mobility Transistor), le canal bidimensionnel assurant la conduction du courant, moyennant l'effet d'un champ électrique induit par une tension d'excitation. Le confinement des électrons dans un puits quantique leur confère une forte mobilité, du fait de leur séparation d'avec les charges fixes issues des polarisations piezoélectrique et spontanées. Les hétérostructures décrites précédemment sont pourvues de deux contacts ohmiques, de drain et de source et d'un contact Schottky, la grille, dont le rôle est de moduler le courant drain-source circulant dans le canal. La croissance épitaxiale est réalisée sur un substrat qui peut être source d'impuretés dans le volume, pouvant affecter la couche active. Ces impuretés sont dues au désaccord de maille avec la couche supérieure, responsable de dislocations, qui peuvent se propager jusqu'au canal. La figure 1.9 représente une structure type de HEMT.

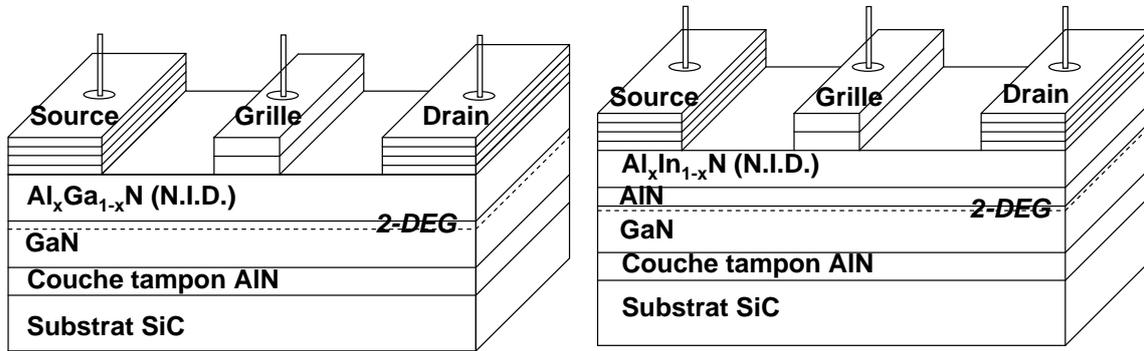


FIGURE 1.9 – Coupes schématiques d'un HEMT AlGaIn/GaN et d'un HEMT AlInN/AlN/GaN étudiés lors de ces travaux

Pour réaliser des contacts ohmiques sur du matériau de type n, il faut utiliser un métal dont le travail de sortie est inférieur à celui de GaN(n), soit environ 4,1 eV. Les contacts ohmiques de nos composants sont de type Ti/Al/Ni/Au. Le dépôt est suivi d'un recuit thermique rapide à 900 °C pendant quelques secondes. Pendant le recuit, l'azote d'interface est extrait du matériau GaN et réagit avec le titane pour former TiN. Cette migration crée parallèlement des lacunes d'azote qui surdopent N la région sous le contact. Cette technique donne des contacts de faible résistance, au détriment de la stabilité thermique [14].

La réalisation du contact Schottky de grille est effectuée après le dépôt des contacts ohmiques. Les contacts de grille des technologies étudiées sont réalisés par un empilement de molybdène et d'or, ce qui conduit à des hauteurs de barrière Schottky apparentes de l'ordre de 0,8 eV pour ce qui est des technologies AlGaIn/GaN. Le contact Schottky des technologies AlInN/GaN est un empilement de nickel et d'or, la hauteur de barrière apparente est de l'ordre de 0,6 eV, avec un facteur d'idéalité anormalement élevé, de 3,5. C'est un point faible des technologies AlInN/AlN/GaN sur lesquelles nous avons travaillé.

De plus, afin de limiter les impuretés cristallines en surface et donc de limiter la présence de pièges, et après un traitement spécifique de la surface, les composants sont passivés avec du SiO<sub>2</sub>-SiN en utilisant le procédé PECVD.

### 1.3.2 Les substrats utilisés pour la croissance épitaxiale

Une difficulté dans la fabrication de HEMT à base de GaN réside dans l'impossibilité d'utiliser du GaN en tant que substrat car c'est un matériau massif et difficile à obtenir. Les progrès récents laissent présager d'une future utilisation du GaN à cet effet mais le procédé de croissance n'est pas encore opérationnel et surtout encore très coûteux [3]. Les substrats en compétition dans le contexte actuel, en sachant que les enjeux concernent les coûts de fabrication et la qualité de la croissance épitaxiale sont le silicium, le carbure de silicium, et le saphir, qui est de moins en moins utilisé pour les HEMT AlGaN/GaN mais qui reste d'actualité pour les HEMT InAlN/GaN.

Les hétérostructures AlGaN/GaN nécessitent l'introduction d'une couche de nucléation entre le substrat et la couche "buffer" de GaN (voir figure 1.8). Elle a le rôle d'une couche tampon permettant de limiter la remontée de dislocations à l'interface AlGaN/GaN. Il en résulte la présence de pièges dans le volume du GaN, mais également à l'interface AlGaN/GaN, ce qui pénalise le fonctionnement du transistor.

Une couche d'AlN est pratiquement systématiquement intercalée entre les couches AlInN et GaN des HEMT AlInN/GaN [37] [38] [17] [39]. La couche d'AlN permet de minimiser les effets d'interface entre ces deux couches, comme la propagation des dislocations. Le confinement des électrons est meilleur, ce qui favorise la mobilité des électrons. En revanche, la densité d'électrons qui peuplent le canal serait moindre qu'en absence de couche d'AlN. Cependant des travaux de simulations et d'expérimentation ont montré que la couche espaceur d'AlN avait finalement peu d'influence sur la densité de porteurs dans le canal [38]. On peut en déduire que la densité de porteurs confinés dans le canal dépend de la couche active, en particulier de la densité des états de surface. L'intérêt de la couche espaceur réside dans le confinement des porteurs, qui assure une meilleure mobilité lors de la conduction du courant.

### 1.3.3 Modèle analytique du contrôle de charges

La figure 1.10 présente un schéma de la bande de conduction d'une structure AlGaN/GaN et la répartition des densités de charges dans l'hétérostructure.

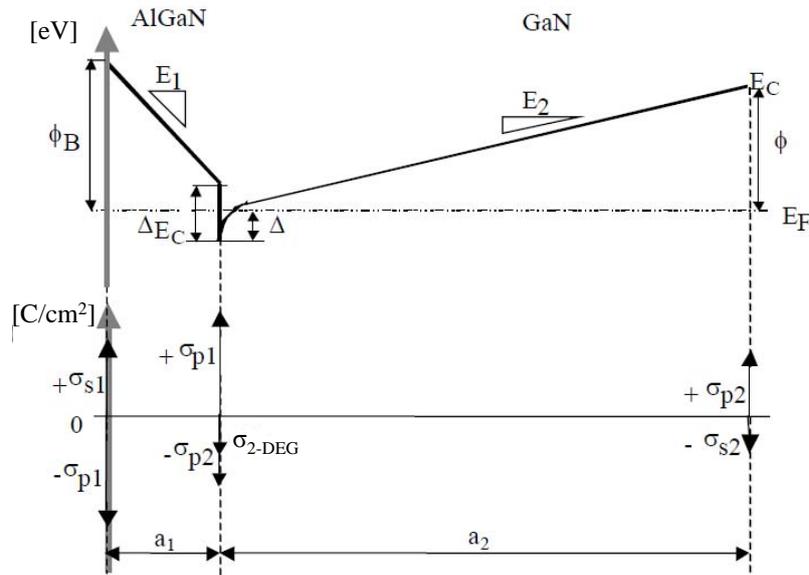


FIGURE 1.10 – Diagramme des bandes de conduction et répartition des charges dans une hétérostructure AlGaN/GaN [5]

Dans ce schéma,  $\Phi$  est la hauteur de barrière de potentiel entre la couche GaN et le substrat,  $\sigma_{p1}$  est la charge due aux polarisations spontanée et piezoélectrique induite aux interfaces de la couche AlGaN, et  $\sigma_{p2}$  est la charge due uniquement à la polarisation spontanée induite aux interfaces de la couche GaN.  $-\sigma_{2-DEG}$  est la charge de compensation présente dans le puits de potentiel bidimensionnel.  $E_1$  et  $E_2$  sont respectivement l'intensité du champ électrique dans la couche AlGaN et dans la couche GaN,  $+\sigma_{s1}$  est une charge positive de surface participant à la compensation de la charge  $-\sigma_{p1}$ , et  $-\sigma_{s2}$  est une charge négative située sur la face inférieure de la couche GaN, qui participe à la compensation de la charge  $+\sigma_{p2}$ .

Les effets de polarisation entraînent les électrons libres de la couche active (AlGaN ou AlInN) vers le puits de potentiel, elle est donc déplétée et appelée couche "barrière". Dans le cas d'une désertion complète, la structure est équivalente à un condensateur de capacité surfacique  $\epsilon_1/a_1$ , où  $\epsilon_1$  est la permittivité diélectrique de la couche AlGaN et  $a_1$  son épaisseur. La charge interfaciale est alors modulée par la tension de polarisation qu'il faut appliquer sur la grille [5]. On définit la tension de seuil du HEMT,  $V_{th}$ , comme la tension de polarisation qu'il faut appliquer à la grille pour amener la surface du GaN au seuil d'inversion et vider le puits de potentiel. L'expression de la tension de seuil est donnée par l'équation 1.12, dans le cas d'une hétérostructure classique, sans prise en

compte d'effets de dopage. Précisons que les HEMT étudiés dans ces travaux ont été fabriqués avec des matériaux non intentionnellement dopés.

$$V_{th} = \frac{\Phi_B}{q} - \frac{\Delta E_c}{q} - \frac{\sigma_{p1} - \sigma_{p2}}{C_1} + \frac{C_2 \phi}{C_1 q} \quad (1.12)$$

$C_1 = \epsilon_1/a_1$  et  $C_2 = \epsilon_2/a_2$ ,  $a_1$  est l'épaisseur de la couche supérieure AlGaIn ou AlInN et  $a_2$  est l'épaisseur de la couche GaN.  $\epsilon_2$  est la permittivité diélectrique de la couche GaN.  $\phi$ ,  $\phi_B$ ,  $\Delta E_c$ ,  $\sigma_{p1}$  et  $\sigma_{p2}$  ont été définis au paragraphe 1.2.4 et se retrouvent sur la figure 1.10

L'équation de la concentration de charges dans le canal à l'hétéro-interface s'exprime à l'abscisse  $l$  par [40] :

$$n_S = \frac{\epsilon_1}{q(a_1 + \Delta d)} (V_{GS} - V_{th} - V_c(l)) \quad (1.13)$$

où  $\Delta d$  est l'épaisseur effective du canal bidimensionnel,  $V_{GS}$  est la tension grille-source,  $V_c(l)$  est le potentiel du canal à la position  $l$  dû à la tension appliquée entre drain et source.  $l$  est un axe horizontal du canal ayant pour origine la source et dont  $l_{DS} = L$ .  $V(l=0) = 0V$  et  $V(l=L) = V_{DS}$ .

Le courant drain-source dans le canal, équation 1.14, est obtenu à partir de l'équation de la densité de courant.

$$I_{DS} = W_G q \nu n_S \quad (1.14)$$

où  $W_G$  est la largeur de grille,  $n_S(l)$  est la concentration de porteurs par unité de surface à la position  $l$ , et  $\nu(l)$  est la vitesse de déplacement des électrons à la position  $l$ . Aux faibles polarisations de drain, la vitesse de déplacement est inférieure à la vitesse de saturation électronique, et vaut :

$$\nu = \frac{\mu_0 \frac{dV_c(l)}{dl}}{1 + \frac{\mu_0}{\nu_{sat}} \frac{dV_c(l)}{dl}} \quad (1.15)$$

En utilisant les équations 1.13 et 1.15 dans l'équation 1.14, on obtient :

$$I_{DS} = \frac{W_G \epsilon_1 \mu_0 \nu_{sat}}{(a_1 + \Delta d)} (V_{GS} - V_{th} - V_c(l)) \frac{dV_c(l)}{dl} \frac{1}{\nu_{sat} + \frac{\mu_0 dV_c(l)}{dl}} \quad (1.16)$$

Le début de la saturation se produit quand la vitesse des électrons dans le canal approche de la vitesse de saturation, ce qui définit  $\nu_{sat}$  et  $V_{DSS}$  qui est la tension drain-source pour laquelle on atteint le courant de saturation de drain.

$$I_{DSS} = \frac{W_G \nu_{sat} \epsilon_1}{(a_1 + \Delta d)} (V_{GS} - V_{th} - V_{DSS}) \quad (1.17)$$

## 1.4 Conclusion

Les HEMT réalisés sur des hétérostructures à base de GaN sont capables de fournir de fortes densités de courant dans le domaine des hyper-fréquences. Ils doivent cela à trois particularités. En premier lieu, le principe de ces hétérostructures conduit au confinement des porteurs libres dans un puits de potentiel. Ils sont ainsi séparés des charges fixes réparties en surface et à l'interface par les effets de polarisation. Ce puits de potentiel constitue un canal bi-dimensionnel dans lequel les porteurs libres, issus des états de surface et des impuretés de la couche active, participent à la conduction du courant drain-source, avec une mobilité très grande, pouvant atteindre près de  $2000 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ . Le deuxième avantage vient de la tension de claquage de ces matériaux, autorisant le débit de fortes puissances. Le dernier point crucial des potentialités de ce type de transistors est la vitesse de saturation des porteurs dans le canal. Cela a permis le développement d'applications de puissance en bandes X et Ka, et notamment la conception de systèmes de communication "puissants" et rapides.

Cependant, ces structures sont soumises aux effets thermiques du fait des puissances débitées. Même si ces matériaux ont une bonne conductivité thermique, largement supérieure aux HEMT à base de GaAs par exemple, les puissances débitées génèrent de l'auto-échauffement à évacuer pour éviter au composant les effets parasites liés à la température. Par ailleurs, les effets de la polarisation piézoélectrique favorisent la dispersion des paramètres fréquentiels. Cette problématique est cruciale pour les technologues qui développent des hétérostructures en désaccord de maille, basées sur le matériau GaN. De plus, le fait d'avoir à utiliser des substrats en désaccord de maille avec le GaN induit des dislocations pouvant atteindre la couche active, affectant la structure cristalline du canal à l'interface. Les porteurs du canal sont susceptibles d'interagir avec les pièges. Leur mobilité en est limitée, et donc également la fréquence maximale de fonctionnement. Du point de vue mécanique, ces dislocations fragilisent le cristal, limitant sa robustesse et favorisant

l'apparition de nouveaux défauts en cas de contrainte mécanique supplémentaire.

Le chapitre suivant présente les structures qui ont été étudiées dans ces travaux ainsi que leurs caractéristiques statiques avant vieillissement. Il sera fait état des effets parasites limitant les performances des HEMT à base de GaN et de quelques solutions technologiques permettant de les minimiser.

# Chapitre 2

## Présentation des technologies étudiées et premières caractéristiques

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Structures de test étudiées . . . . .</b>	<b>59</b>
2.1.1	Les HEMT . . . . .	60
2.1.2	Les PCM (Process Control Monitor) . . . . .	61
<b>2.2</b>	<b>Caractérisation électrique statique . . . . .</b>	<b>63</b>
2.2.1	Paramètres du contact Schottky . . . . .	66
2.2.2	Caractéristique de transfert . . . . .	68
2.2.3	Réseau de sortie . . . . .	69
2.2.4	Caractérisation des contacts ohmiques . . . . .	70
<b>2.3</b>	<b>Présentation des technologies . . . . .</b>	<b>74</b>
2.3.1	Description des structures épitaxiales . . . . .	74
2.3.2	Caractéristiques statiques des HEMT . . . . .	75
2.3.3	Caractéristiques statiques des PCM . . . . .	86
<b>2.4</b>	<b>Effets parasites de fonctionnement . . . . .</b>	<b>88</b>
2.4.1	Le retard de commutation de grille et le retard de commutation de drain . . . . .	89
2.4.2	L'effondrement du courant de drain . . . . .	91
2.4.3	L'effet Kink . . . . .	95

2.4.4 Le courant de fuite de grille . . . . . 96

**2.5 Conclusion . . . . . 98**

---

Les technologies étudiées dans ces travaux ont été réalisées par Alcatel-Thalès III-V Lab dans le cadre du projet ANR CARDYNAL. Les premières sections donnent une description des structures épitaxiales, des principaux paramètres technologiques, et les caractéristiques électriques statiques de chaque technologie étudiée.

Les études menées sur ces composants impliquent une phase de caractérisation électrique statique préliminaire afin d'établir correctement les gammes de polarisation pour les caractérisations électriques approfondies, et également afin de comparer les technologies par rapport à l'état de l'art. De plus, la caractérisation statique peut aboutir à une première détection d'anomalies de fonctionnement.

Les structures de test étudiées sont présentées en début de chapitre, puis les méthodes de caractérisation électrique statique, et l'extraction des paramètres utilisés pour la comparaison des technologies. Après cela, les différentes technologies étudiées dans ces travaux sont décrites, puis comparées. Enfin nous présentons une revue des anomalies de fonctionnement qui limitent les performances électriques de ces composants, qui résultent d'effets thermiques ou d'effets dus aux pièges.

## 2.1 Structures de test étudiées

Les HEMT étudiés ont été encapsulés en boîtier EGIDE, tandis que les structures PCM (Process Control Monitor) ont été encapsulées en boîtier DIL 28. Un exemple de chaque type d'encapsulation est donné figure 2.1.

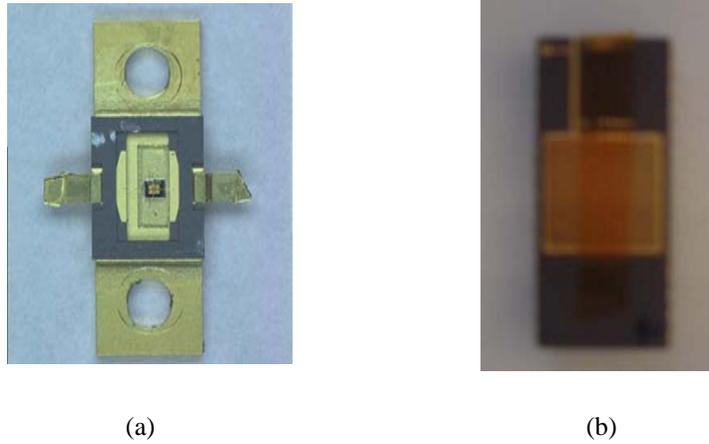


FIGURE 2.1 – Photographies d'un HEMT encapsulé dans un boîtier de type EGIDE (a) et d'un PCM encapsulé dans un boîtier de type DIL28 (b)

### 2.1.1 Les HEMT

L'approvisionnement des HEMT est décliné selon trois géométries de grille différentes, selon le tableau 2.1. La figure 2.2 présente une vue optique d'un transistor à deux doigts de grille, de  $2 \times 75\mu m$  (le transistor de  $2 \times 50\mu m$  présentant le même motif), et d'un transistor à huit doigts de grille de  $8 \times 75\mu m$ .

GEOMETRIES	$N_{Dgrille}$	$L_G$ ( $\mu m$ )	$W_G$ ( $\mu m$ )	$L_{DS}$ ( $\mu m$ )	$L_{GS}$ ( $\mu m$ )	$L_{GD}$ ( $\mu m$ )
$2 \times 50\mu m$	2	0,25	50	3,25	1	2
$2 \times 75\mu m$	2	0,25	75	3,25	1	2
$8 \times 75\mu m$	8	0,25	75	3,25	1	2

TABLE 2.1 – Dimensions des HEMT étudiés

Dans ce tableau,  $N_{Dgrille}$  est le nombre de doigts de grille du HEMT,  $L_G$  la longueur de grille,  $W_G$  la largeur d'un doigt de grille,  $L_{DS}$  la distance drain-source incluant la grille,  $L_{GS}$  la distance grille-source, et  $L_{GD}$  la distance grille-drain.

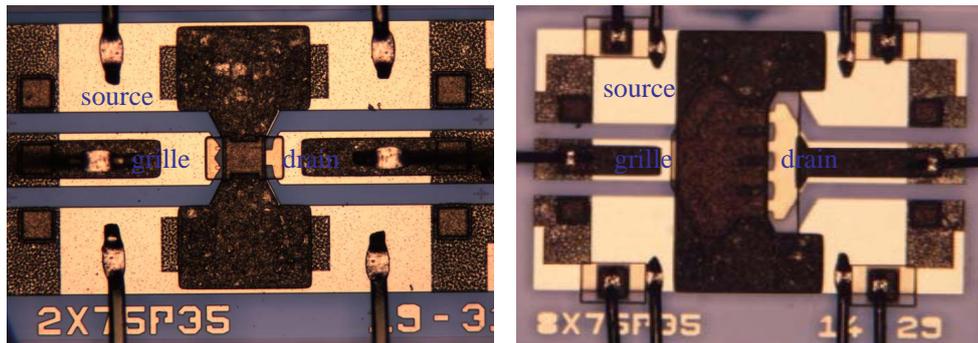


FIGURE 2.2 – Vues au microscope optique de HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu\text{m}$  à gauche et  $8 \times 75\mu\text{m}$  à droite. La zone active est masquée par le pont reliant les sources.

### 2.1.2 Les PCM (Process Control Monitor)

Les PCM sont des structures de test sur lesquelles ont été réalisées des TLM (Transmission Line Method), des GTLM (Gated Transmission Line Method), des FATFET (Fat Field Effect Transistor) et quatre HEMT de géométries différentes. Sur la figure 2.3, deux photographies présentent les composants câblés sur les PCM.

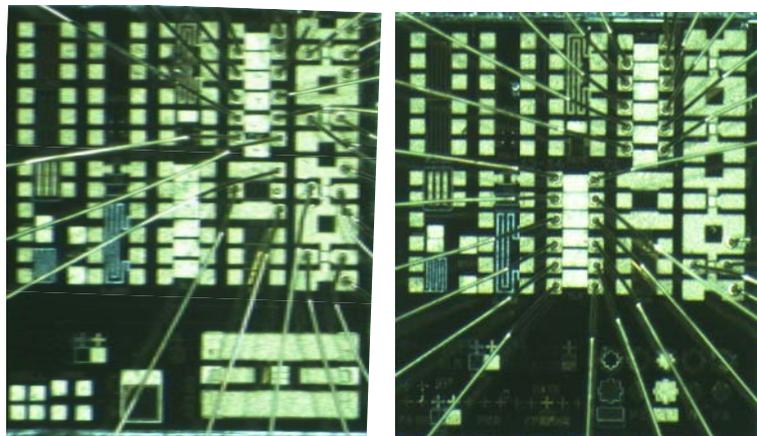


FIGURE 2.3 – Photographies des puces PCM

La figure 2.4 présente le masque d'implantation des structures étudiées et les tableaux suivants (tableaux 2.2 et 2.3) en précisent les dimensions avec  $L$  la distance inter-électrodes,  $W_C$  la largeur d'un contact ohmique,  $W_G$  la largeur d'un doigt de grille,  $L_G$  la longueur de grille,  $L_{GS}$  la distance grille-source et  $L_{GD}$  la distance grille-drain.

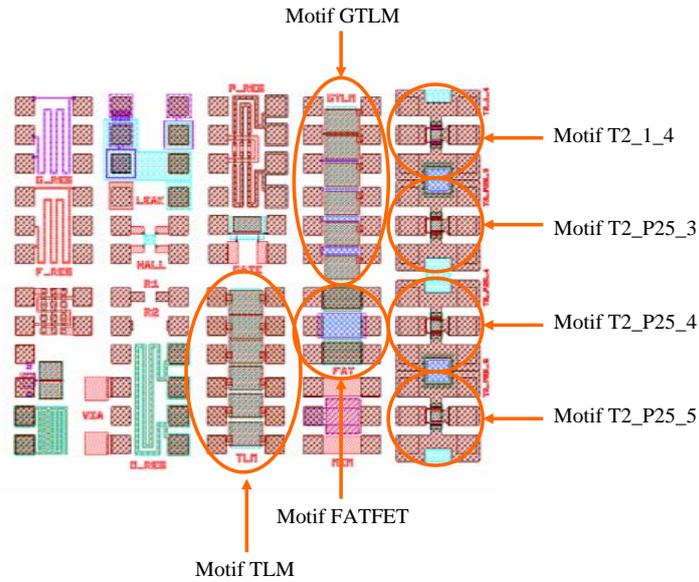


FIGURE 2.4 – Masque des PCM présentant les structures étudiés

TLM					
$W_C$ ( $\mu\text{m}$ )	125				
$L$ ( $\mu\text{m}$ )	2	5	10	15	20
GTLM					
$W_c$ ( $\mu\text{m}$ )	125				
$L_G$ ( $\mu\text{m}$ )	0,25	5	10	20	30
$L$ ( $\mu\text{m}$ )	10,25	15	20	30	40

TABLE 2.2 – Dimensions des motifs TLM et GTLM

MOTIFS	nb grille	$L_G$ ( $\mu m$ )	$W_G$ ( $\mu m$ )	$L_{DS}$ ( $\mu m$ )	$L_{GS}$ ( $\mu m$ )	$L_{GD}$ ( $\mu m$ )
FATFET	1	100	160	120	10	10
T2.1.4	2	1	150	4	-	-
T2.P25.3	2	0,25	50	3	-	-
T2.P25.4	2	0,25	50	4	-	-
T2.P25.5	2	0,25	50	5	-	-

TABLE 2.3 – Dimensions des motifs FATFET et HEMT

Les TLM ont été étudiés essentiellement pour évaluer la contribution des contacts ohmiques au bruit aux basses fréquences en excès dans les HEMT. Cette étude a été poursuivie sur les motifs GTLM afin de modéliser les contributions du bruit en excès du canal sous la grille et dans les zones d'accès de part et d'autre de la grille.

## 2.2 Caractérisation électrique statique

Pour chacune des technologies décrites au paragraphe 2.3, nommées respectivement KQ031, AEC1388, AEC1389, et AEC1561, nous donnerons les caractéristiques statiques de composants représentatifs, c'est à dire présentant des caractéristiques typiques de la plaque. Une caractérisation statique complète comprend :

- la caractéristique d'entrée  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$  en direct et en inverse ;
- la caractéristique de transfert  $I_{DS}$  en fonction de  $V_{GS}$  ;
- les caractéristiques de sortie  $I_{DS}$  et  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{DS}$ .

La caractérisation statique des composants a été effectuée avec un analyseur de paramètres HP4142 piloté par le logiciel ICCAP. En vue de mesures en fonction de la température, effectuées lors des études du bruit aux basses fréquences, les composants sont caractérisés dans un cryostat de marque Oxford, régulé en température de 100 à 480 K [15] avec une stabilité de deux ou trois Kelvin autour de la température visée. La température est mesurée par une sonde de type PT 100, commandée et régulée par un module de mesure et de chauffage de type ITC4. La photographie de la tête du cryostat (figure 2.5) montre l'emplacement de la sonde de température, une cavité située juste au-dessous du socle de fixation de la monture de test du composant. La conductivité thermique du socle,

qui est complètement métallisé, est renforcée par de la pâte thermique, entre le socle et la sonde. De plus, les montures de test, dont un exemple est visible sur la photographie 2.6, sont composées d'une plaque d'époxy, vissée sur un socle métallique relié à la masse du composant, lui même vissé au socle du cryostat.

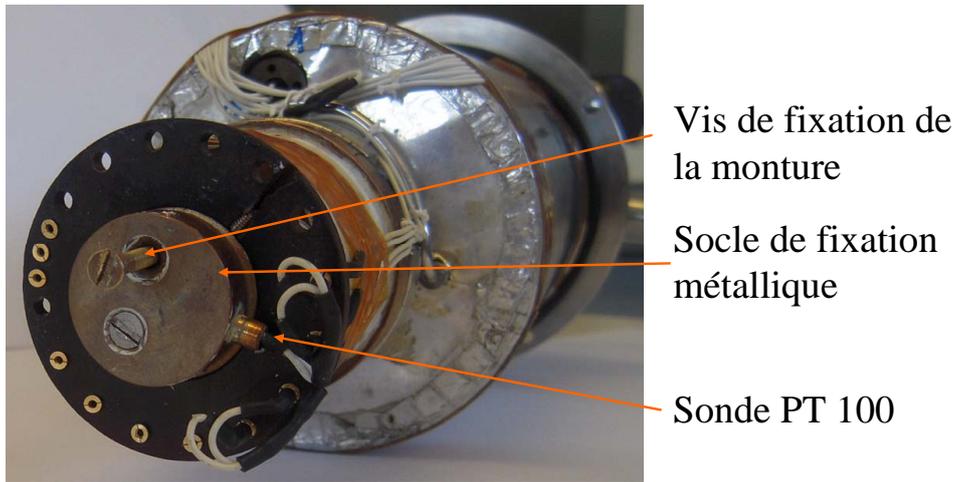


FIGURE 2.5 – Photographie de la tête du cryostat, sur laquelle sont fixées la sonde de température, la monture de test et les connexions entre les broches du composant et l'analyseur HP4142

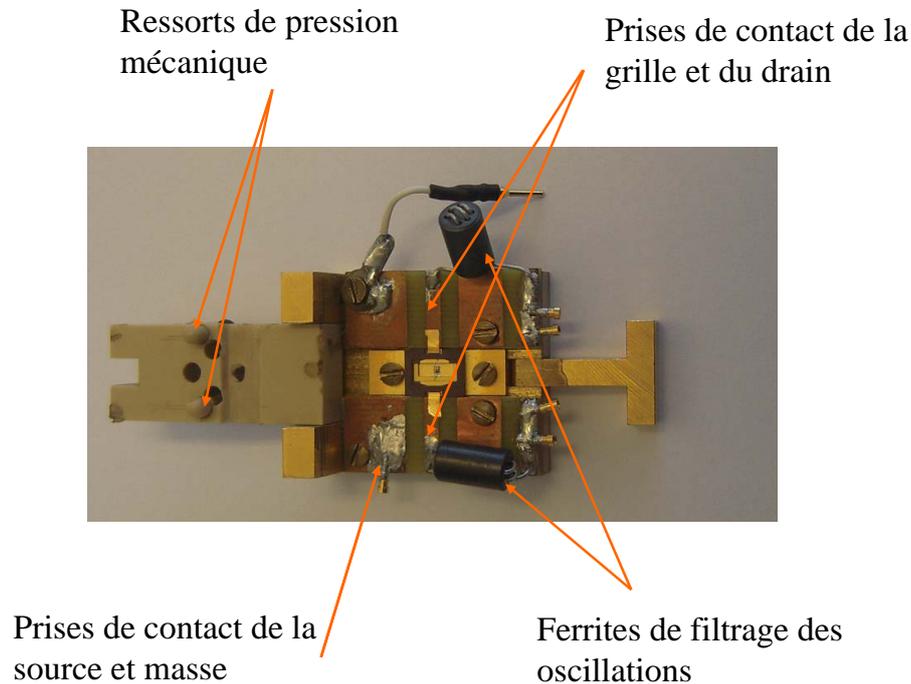


FIGURE 2.6 – Photographie d'une monture de test de HEMT : prise de contact par pression mécanique et limitation des oscillations

Durant ces travaux, les campagnes de mesures statiques ont été perturbées par des instabilités qui se sont manifestées par des oscillations sur le courant de drain. Cela s'est traduit par des décrochements du courant de drain sur les caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  et  $I_{DS} = f(V_{GS})$ . Une des contraintes du projet ANR était de ne pas braser les broches des composants sur les montures de test, pour les maintenir exploitables par tous les partenaires du projet. Les montures de test ont été développées dans ce souci, et les broches du composant sont connectées à la monture par pression mécanique, comme le montre la photographie de la figure 2.7(a). Les pertes engendrées par ce type de connexion semblent participer aux phénomènes, et sont associées aux pertes générées dans le circuit de polarisation, par les pistes en cuivre sur la plaque d'époxy et du fait de la longueur des fils utilisés. Les solutions qui ont été développées pour atténuer ces oscillations portent sur les matériaux utilisés pour la conception des montures de test. Tout d'abord, le système de pression mécanique des broches sur les pistes a été remplacé par un système plus rigide, favorisant le contact électrique. Ensuite, les améliorations successives de la monture de test de base en époxy ont permis la diminution de ces instabilités, jusqu'à la conception

d'une monture sur une plaque d'alumine, avec des pistes en or, qui ne s'oxydent pas, contrairement aux pistes cuivrées. La photographie 2.7 (b) montre un exemple de monture améliorée.

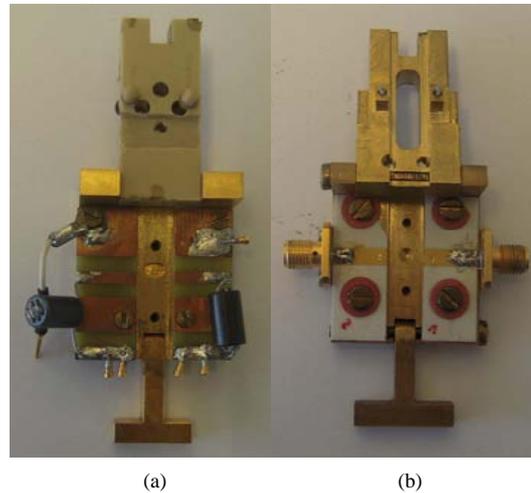


FIGURE 2.7 – Photographies de deux montures de test développées dans ces travaux : (a) monture avec masse métallique et pistes en cuivre gravées sur plaque d'époxy, (b) monture avec masse métallique et pistes en or gravées sur plaque d'alumine

### 2.2.1 Paramètres du contact Schottky

A partir de la caractéristique de grille polarisée en direct,  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$ , trois paramètres peuvent être extraits : le courant de fuite de saturation  $I_S$ , la hauteur de barrière du contact Schottky  $\phi_B$ , et son facteur d'idéalité  $n$ . La courbe de la figure 2.8 représente la caractéristique de la diode Schottky en fonctionnement direct. Elle peut être fragmentée en trois zones distinctes. Pour une polarisation faible ( $V_{GS} < 0,45V$ ), le courant de grille est modélisé par une résistance "shunt" ( $I_{GS} = V_{GS}/R_{sh}$ ). L'origine physique de ce courant est difficile à déterminer précisément. L'effet Tunnel peut y contribuer [41]. Dans la zone linéaire, c'est l'effet thermo-ionique qui domine, et enfin dans la troisième zone, l'effet de la résistance série de la diode est dominant.

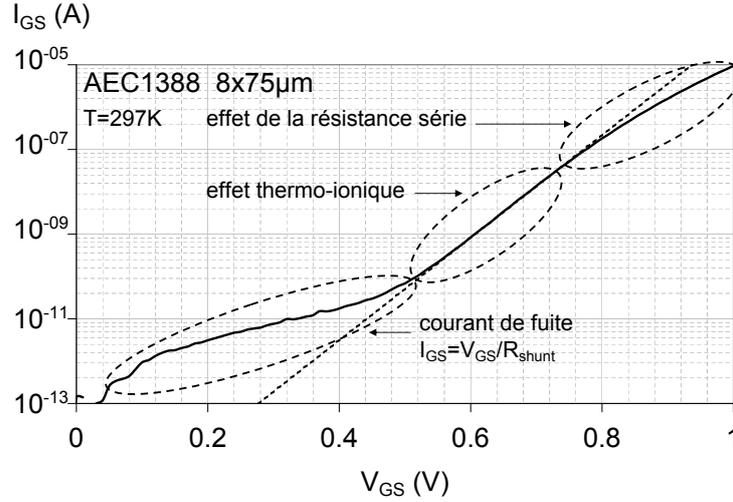


FIGURE 2.8 – Caractéristique  $I_{GS} = f(V_{GS})$  d'une diode Schottky polarisée en direct et identification des zones de fonctionnement en vue de l'extraction des paramètres  $\eta$ ,  $I_S$ , et  $\phi_B$ , le drain du HEMT étant non polarisé par rapport à la source

L'extraction du facteur d'idéalité et du courant de fuite de saturation est effectuée par régression linéaire dans la zone de la caractéristique où l'effet thermo-ionique est dominant. Le point de départ pour l'extraction est l'expression 2.1 du courant de la diode grille-source en fonction de la tension qui lui est appliquée [2].

$$I_{GS} = I_S \left[ \exp \left( q \frac{V_{GS} - r_s I_{GS}}{\eta k T} \right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

Dans cette équation  $r_s$  est la résistance série de la diode en mode direct,  $\eta$  est le facteur d'idéalité,  $k$  est la constante de Boltzmann,  $T$  est la température,  $q$  est la charge électronique, et  $I_S$  est le courant de saturation. Lorsque la polarisation de grille est telle que la conduction de la diode Schottky est de type thermo-ionique, le courant  $I_S$  inverse est négligeable devant la composante directe exponentielle. De plus, dans la zone où l'effet thermo-ionique est dominant, la chute de tension  $r_s I_{GS}$  est négligeable devant  $V_{GS}$ . L'expression peut donc être réduite à l'équation 2.2.

$$I_{GS} = I_S \exp \left( \frac{q V_{GS}}{\eta k T} \right) \quad (2.2)$$

Par extrapolation du courant à  $V_{GS} = 0V$  en coordonnées semi-logarithmiques, sont obtenus le courant de saturation  $I_S$ , ainsi que la valeur du facteur d'idéalité  $\eta$ , proportionnelle à la pente de cette droite.

La hauteur de barrière  $\phi_B$  est obtenue par l'expression du courant de saturation  $I_S$  (éq.2.3) dans laquelle  $S_{sch}$  est l'aire du contact Schottky, et  $A^*$  la constante effective de Richardson.

$$I_S = S_{sch}A^*T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \quad (2.3)$$

Afin d'extraire la hauteur de barrière, cette équation devient :

$$\phi_B = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{S_{sch}A^*T^2}{I_S}\right) \quad (2.4)$$

La constante effective de Richardson est associée au matériau dans lequel les électrons circulent. Elle est donnée par l'expression 2.5, dans laquelle  $h$  est la constante de Planck,  $m^*$  est la masse effective de l'électron dans le semi-conducteur.

$$A^* = \frac{4\pi q m^* k^2}{h^3} \quad (2.5)$$

Dans le matériau AlGaIn, on suppose que l'évolution de la masse effective de l'électron est linéaire en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $x$ , ce qui est traduit par l'équation 2.6.

$$m^*(Al_xGa_{1-x}N) = (0,22 + 0,13x) m_0 \quad (2.6)$$

### 2.2.2 Caractéristique de transfert

La caractéristique de transfert est la représentation du courant de drain en fonction de la tension grille-source. Sur cette caractéristique, le seuil de conduction du transistor apparaît, pris généralement pour  $I_{DS}$  inférieur ou égal à 5% de  $I_{DSS}$ , ou bien par extrapolation graphique de la caractéristique à  $I_{DS} = 0$ , et la dérivée du courant de drain par rapport à la tension  $V_{GS}$  à  $V_{DS}$  constant donne la transconductance statique du composant  $g_m$  [2].

$$g_m = \left[ \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right]_{V_{DS} \text{ constant}} \quad (2.7)$$

Les valeurs de la transconductance reportées dans la suite du texte seront les transconductances maximales obtenues à  $V_{DS} = 1V$ . Les phénomènes d'oscillations apparaissent à partir de  $V_{DS} = 2V$ . C'est la raison pour laquelle la transconductance et la

tension de seuil ont été caractérisées à faible  $V_{DS}$ . Les résultats sont cohérents avec les résultats de caractérisation obtenus dans les laboratoires partenaires du projet. Un exemple de caractéristique de transfert, associée à la transconductance, est présenté figure 2.9. La tension de seuil  $V_{th}$  à  $V_{DS} = 1V$  obtenue par extrapolation de la caractéristique à  $I_{DS} = 0$ .

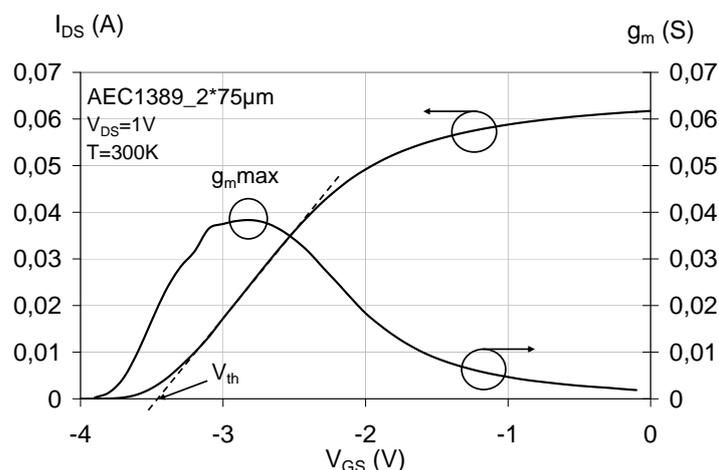


FIGURE 2.9 – Caractéristique  $I_{DS} = f(V_{GS})$  et  $g_m = f(V_{GS})$  d'un HEMT en vue de l'extraction des paramètres  $V_{th}$  et  $g_m$  maximum

### 2.2.3 Réseau de sortie

Le courant de saturation  $I_{DSS}$  et la résistance drain-source  $R_{DS}$ , sont les paramètres extraits du réseau de caractéristiques de sortie,  $I_{DS}$  en fonction de  $V_{DS}$ , pour différentes valeurs de  $V_{GS}$ . Généralement, ces caractéristiques s'accompagnent du réseau de caractéristiques représentant  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{DS}$ ; un exemple en est donné sur la figure 2.10 (b). Le courant de saturation  $I_{DSS}$  est extrait dans la zone de fonctionnement normal en saturation du composant, à  $V_{GS} = 0V$  et  $V_{DS} = 8V$ . La résistance drain-source est extraite dans la zone de fonctionnement ohmique, à  $V_{GS} = 0V$ , par l'expression 2.8. La figure 2.10 (a) illustre ces extractions.

$$R_{DS} = \left[ \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{DS}} \right]_{V_{GS}=0V} \quad (2.8)$$

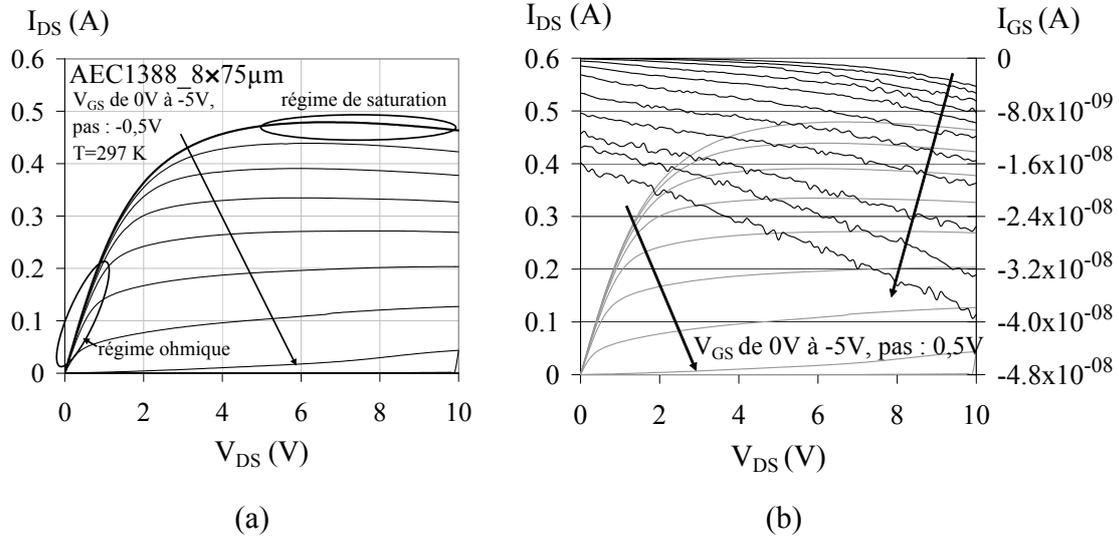


FIGURE 2.10 – Caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$  d'un HEMT en vue de l'extraction des paramètres  $I_{DSS}$  et  $R_{DS}$  (a), réseaux de caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  et  $I_{GS} = f(V_{DS})$  (b)

## 2.2.4 Caractérisation des contacts ohmiques

La valeur de la résistance des contacts ohmiques est déduite des caractéristiques courant-tension des motifs TLM d'une plaque (2.11 (a)). Les structures TLM ont été décrites au paragraphe 2.1.2 de ce chapitre.

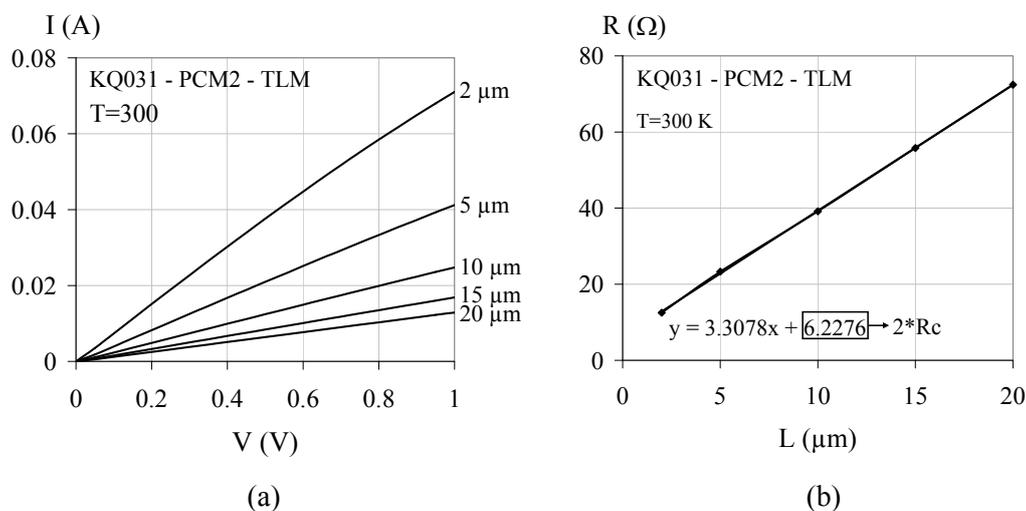


FIGURE 2.11 – Caractéristiques courant-tension d'un TLM (a) pour les cinq distances entre contacts disponibles et extraction de la résistance  $2R_C$  des deux contacts ohmiques (b)

Pour chaque distance entre contacts, la résistance  $R$  du semi-conducteur entre ces contacts est extraite dans la zone linéaire de la caractéristique courant-tension correspondante. En effet  $R = \rho L/S$ , où  $L$  et  $S$  sont respectivement la distance inter-électrodes et la section du canal. En sachant que la résistivité du semi-conducteur  $\rho$  et la section  $S$  sont identiques pour chaque géométrie du TLM,  $R$  est proportionnelle à  $L$ . Il s'ensuit une représentation de la valeur de ces résistances en fonction de la distance entre contacts, présentée figure 2.11(b).

Une régression linéaire sur cette droite permet alors d'obtenir la résistance entre deux contacts séparés par une distance nulle, c'est à dire la résistance de ces deux contacts. Cette résistance est divisée par deux pour remonter à la résistance d'un contact, en faisant l'hypothèse qu'ils sont parfaitement identiques.

Les structures GTLM ont été étudiées en complément de la caractérisation menée sur les TLM dans le but de modéliser les contributions de chaque source de bruit en  $1/f$  au bruit aux basses fréquences (BF) en courant de drain. La méthode de caractérisation des HEMT est utilisée pour caractériser les motifs GTLM. Ainsi, pour chaque dimension seront extraits les paramètres principaux cités plus haut.

Parmi les dimensions de ces motifs, deux distances entre contacts des TLM et des GTLM, 15 et 20  $\mu\text{m}$ , sont égales. Cette étude a donc été ciblée sur ces dimensions de

motifs afin d'évaluer la dispersion des caractéristiques statiques sur la plaque. Cette étude préliminaire a été effectuée en deux temps.

Dans un premier temps, nous avons vérifié si les modes de conduction dans le semi-conducteur sont identiques dans les structures TLM et GTLM, c'est à dire si le profil vertical du champ électrique est modifié par le traitement de surface dû au dépôt de la grille dans le GTLM et par la zone de charge espace induite par le contact Schottky du GTLM. Dans ce but, nous mesurons les caractéristiques courant-tension pour une distance entre contacts de  $15 \mu\text{m}$ , d'un TLM et d'un GTLM, issus tous deux d'un même PCM, dans le cas où la tension de polarisation  $V_{GS}$  est nulle, et dans le cas où la grille est en l'air. La figure 2.12 présente les résultats pour un des PCM de la plaque KQ031.

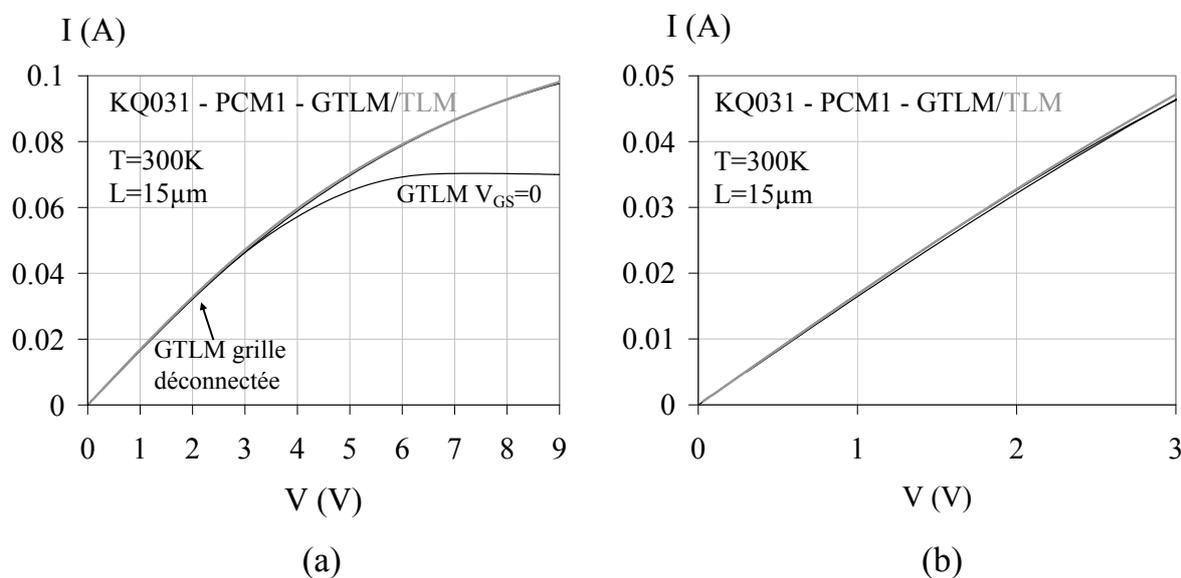


FIGURE 2.12 – Caractéristiques courant-tension d'un TLM et d'un GTLM pour une distance entre contacts de  $15 \mu\text{m}$  (a) et les mêmes caractéristiques pour une tension de 0 à 3V (b)

Sur la figure 2.12, il apparaît clairement qu'en régime ohmique les caractéristiques se superposent (c'est à dire pour  $V$  de 0 à 3 V), et donc que les motifs ont la même résistance équivalente de canal. De plus, la caractéristique du GTLM est la même que celle du TLM lorsque la grille n'est pas connectée, ce qui signifie que le dépôt de la métallisation de grille n'affecte pas les propriétés du canal. Dans ce cas nous pouvons alors extraire la résistance d'un contact ohmique d'un GTLM, et ainsi comparer les valeurs des résistances

de contact d'un TLM et d'un GTLM issus d'un même PCM.

C'est dans ces conditions de mesure (grille du GTLM déconnectée), que nous avons, dans un second temps, évalué la dispersion sur la valeur de la résistance des contacts ohmiques pour une même plaque, quel que soit le composant utilisé. Nous avons effectué cette évaluation sur des structures TLM et GTLM de géométrie équivalente.

La figure 2.13(a) ci-dessous présente les valeurs des résistances pour chaque distance entre contacts du motif GTLM du PCM2 de la plaque KQ031. De la même manière que pour les TLM, la résistance de contact est déduite de cette caractéristique (figure 2.13(b)), et suppose que les deux contacts ohmiques sont identiques.

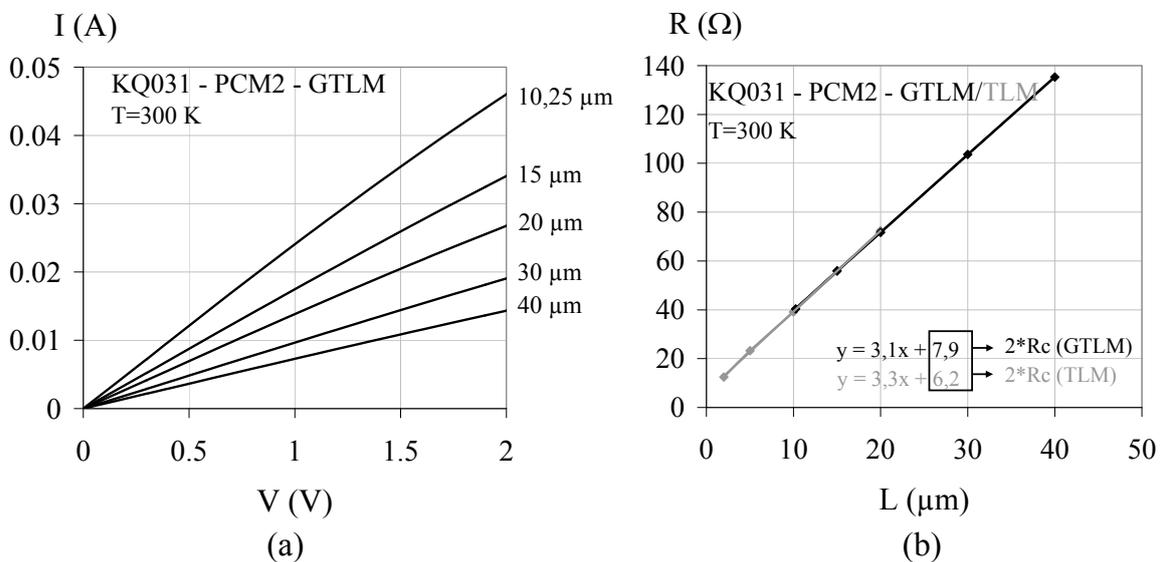


FIGURE 2.13 – Caractéristiques courant-tension d'un GTLM de la plaque KQ031 pour chaque distance entre contact (a) et extraction des résistances de contacts du TLM et GTLM issus d'un même PCM (b)

La superposition du dernier graphe montre bien la concordance entre les valeurs des résistances de contact, même s'il y a un écart de l'ordre de 20% entre les structures TLM et GTLM. Cette différence n'est pas significative si l'on considère qu'à la base il y a une erreur possible de  $1\Omega$  sur l'extraction d'une résistance du canal pour une longueur donnée. Ces graphes montrent que les propriétés de conduction sont comparables dans les structures TLM et GTLM de géométrie équivalente et sur un même PCM. En effet les GTLM ont le même comportement que les structures TLM lorsque la grille est déconnectée. L'étude

sur la séparation des contributions du bruit aux basses fréquences en excès peut donc être menée avec les structures GTLM seules.

## 2.3 Présentation des technologies

### 2.3.1 Description des structures épitaxiales

Dans ces travaux, deux technologies ont été étudiées, l'une basée sur l'hétérostructure AlGaN/GaN, avec trois structures épitaxiales légèrement différentes, les plaques KQ031, AEC1388, et AEC1389, et l'autre basée sur l'hétérostructure AlInN/GaN, la plaque AEC1561. Tous les composants sont fabriqués sur substrat SiC par croissance MOCVD et sont passivés en fin de procédé par une couche de SiO<sub>2</sub>/Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> pour les technologies AlGaN/GaN, et SiN pour la technologie AlInN/GaN, déposée par PECVD. Les épaisseurs des couches épitaxiales des structures KQ031, AEC1388, AEC1389, et AEC1561 sont données figure 2.14.

Al <sub>0,28</sub> Ga <sub>0,72</sub> N	25 nm	Al <sub>0,814</sub> In <sub>0,86</sub> N	11 nm
2-DEG		AlN	1 nm
GaN	1,2 μm	2-DEG	
Couche de nucléation		GaN	1,7 μm
Substrat SiC-2 (Si 4H SiC) 388 μm		Couche de nucléation	
Structure KQ031		Structure AEC1561	
Al <sub>0,24</sub> Ga <sub>0,76</sub> N	22 nm	Al <sub>0,23</sub> Ga <sub>0,77</sub> N	22 nm
2-DEG		2-DEG	
GaN	1,7 μm	GaN	1,15 μm
Couche de nucléation		Couche de nucléation	
Substrat SiC-2 (Si 4H SiC) 405 μm		Substrat SiC-2 (Si 4H SiC) 410 μm	
Structure AEC1388		Structure AEC1389	

FIGURE 2.14 – Structure épitaxiale des plaques KQ031, AEC1388, AEC1389, et AEC1561

Dans le cas des composants de technologie AlGaN/GaN, la couche "buffer" de GaN et le substrat sont séparés par une couche de nucléation pour minimiser les dislocations

dues à la différence des paramètres de maille des matériaux GaN et SiC. La couche active d'AlGaIn est déposée sur la couche "buffer" de nitrure de gallium. Les contacts ohmiques sont constitués de Ti/Al/Ni/Au d'épaisseurs 12/20/40/100 nm et le contact Schottky, en forme de T, est constitué de deux couches empilées de molybdène et d'or, d'épaisseur 40 et 300 nm. Ces technologies diffèrent principalement par les épaisseurs des couches épitaxiales et la fraction molaire d'aluminium de la couche AlGaIn.

La technologie AEC1561 a la particularité de comporter une couche active contenant de l'indium. La structure épitaxiale est constituée d'une couche de GaN, d'une couche espaceur en AlN et de la couche active en InAlN. La couche espaceur permet de limiter la propagation des défauts des couches GaN et InAlN, en plus de favoriser le confinement des électrons dans le canal. De plus, avec 18,6% d'indium dans la couche active, la structure subit une contrainte mécanique compressive faible. En effet la structure serait en accord de maille pour 18% d'indium dans la couche active. Cette contrainte est à l'origine d'une polarisation piezoélectrique opposée à la polarisation spontanée, ce qui pourrait diminuer la densité potentielle de porteurs dans le canal. Les contacts ohmiques sont constitués de Ti/Al/Ni/Au d'épaisseur 12/100/40/100 nm et le contact Schottky, en forme de T, est constitué de deux couches empilées de nickel et d'or, d'épaisseur non connue.

Le tableau 2.4 présente les paramètres physiques de chacune des structures étudiées. La mobilité des porteurs  $\mu_{2-DEG}$  dans le canal n'a pas été mesurée. Elle est calculée ici à partir des estimations de la concentration de porteurs dans le canal  $n_S$ , et de la résistance par carré  $R_{carré}$  obtenues à Alcatel-Thales III-V Lab.

	KQ031	AEC1388	AEC1389	AEC1561
$n_S$ ( $10^{13}\text{cm}^{-2}$ )	1,05	1,01	1	1,5
$R_{carré}$ ( $\Omega/\square$ )	400	454	478	324
$\mu_{2-DEG}$ ( $\text{cm}^2.\text{V}^{-1}.\text{s}^{-1}$ )	1488	1363	1307	1286

TABLE 2.4 – Paramètres physiques de chacune des technologies étudiées

### 2.3.2 Caractéristiques statiques des HEMT

Les transistors de chaque plaque ont été caractérisés selon les méthodes décrites dans la section 2 de ce chapitre. Les sous-sections qui suivent donnent les caractéristiques statiques de deux composants typiques de chaque géométrie étudiée par plaque, mesu-

rées avant vieillissement et à température ambiante. Après cela, un tableau récapitulatif des paramètres statiques extraits des caractéristiques électriques est présenté sous forme d'étude statistique. La moyenne et l'écart-type sont donnés pour chacun des paramètres obtenus par lot de transistors, quand le nombre de composants étudiés est suffisamment important, par géométrie étudiée.

### 2.3.2.1 Plaque KQ031

La plaque KQ031 a fait l'objet des premières études dans mes travaux. Trois HEMT de géométrie  $2 \times 50\mu m$  et deux HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  ont été caractérisés.

La figure 2.15 présente les caractéristiques de la diode Schottky et le réseau de sortie de deux HEMT pour chacune des géométries étudiées. Ces caractéristiques électriques présentent peu de dispersion.

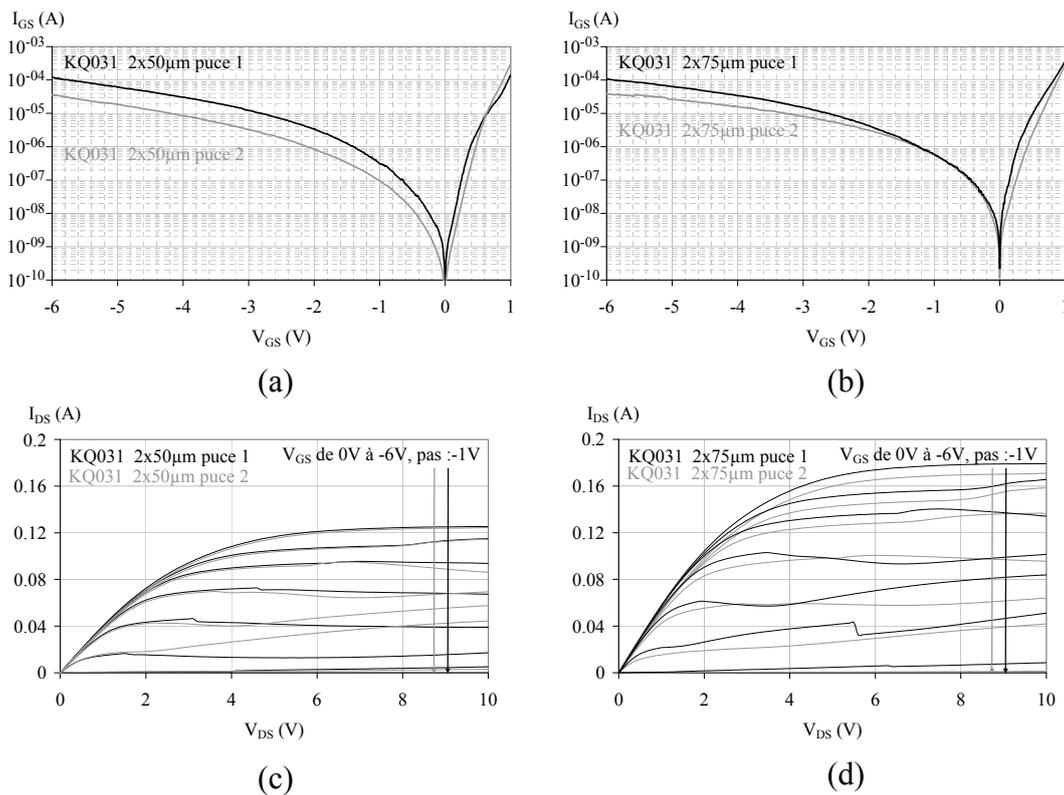


FIGURE 2.15 – Caractéristiques d'entrée (a), (b) et de sortie (c), (d) pour chaque géométrie,  $2 \times 50\mu m$  et  $2 \times 75\mu m$

Le courant de fuite de grille des HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  est un peu plus faible

en inverse que celui des HEMT de géométrie  $2 \times 50\mu m$ . En régime direct, les courants de grille de ces HEMT sont semblables. En revanche, le courant de drain des HEMT  $2 \times 75\mu m$  est plus fort de 50 mA environ en régime de saturation à  $V_{GS} = 0V$ , ce qui est en adéquation avec le rapport des géométries de grille. Les écarts entre les moyennes des paramètres des HEMT des deux géométries est suffisamment faible pour affirmer qu'il n'y a pas de dispersion des paramètres statiques pour cette technologie.

La figure 2.16 permet de comparer les caractéristiques de transfert de deux composants de géométrie  $2 \times 50\mu m$  et  $2 \times 75\mu m$ . Sur ces graphes, des oscillations apparaissent quand  $V_{GS}$  est proche du pincement. Ce phénomène, récurrent dans ces travaux, est traité en introduction de la section 2.2.

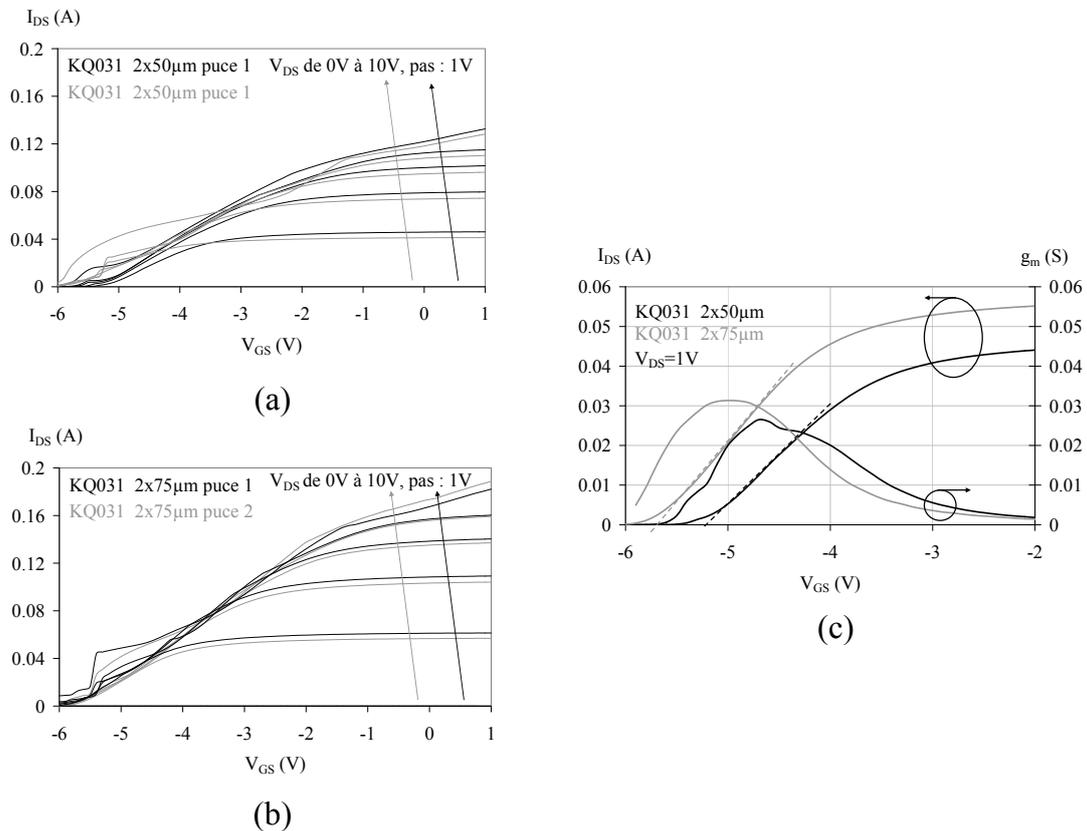


FIGURE 2.16 – Caractéristiques de transfert (a), (b) de HEMT de géométrie,  $2 \times 50\mu m$  et  $2 \times 75\mu m$ , et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (c) par extrapolation linéaire à  $V_{DS} = 1V$

### 2.3.2.2 Plaque AEC1388

La plaque AEC1388 a fait l'objet d'une étude statistique sur sept HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$ . A l'issue de cette analyse, quatre transistors représentatifs du lot ont été sélectionnés pour être soumis à des tests de vieillissement accéléré. Les autres transistors du lot ont été caractérisés de manière plus approfondie en bruit aux basses fréquences et en fonction de la température. Deux HEMT supplémentaires de cette géométrie nous ont été fournis peu avant la fin du projet pour compléter les campagnes de mesure. Un lot de trois composants de géométrie  $8 \times 75\mu m$  a également été caractérisé.

La figure 2.17 présente les caractéristiques de la diode Schottky et le réseau de sortie de deux HEMT de chacune des géométries étudiées.

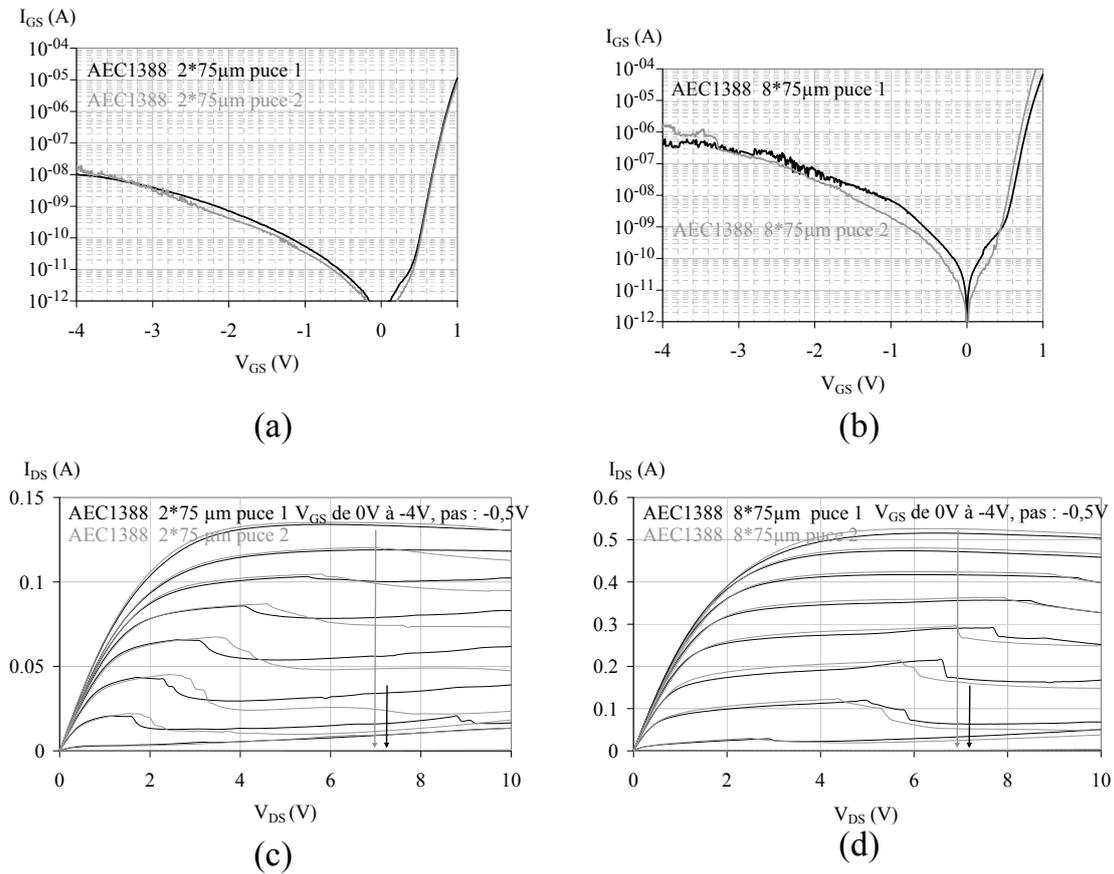


FIGURE 2.17 – Caractéristiques d'entrée (a), (b) et de sortie (c), (d) de HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  et  $8 \times 75\mu m$

Pour ce qui est du courant de drain des HEMT de géométrie  $8 \times 75\mu m$  est quatre

fois plus élevé et la résistance drain-source est quatre fois plus faible que pour la géométrie  $2 \times 75\mu m$ . Ces constatations sont cohérentes avec le rapport de largeur de grille de 4. De plus, des oscillations sont visibles sur les réseaux de caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  et se manifestent par des décrochements du courant de drain en régime de saturation.

Les caractéristiques de transfert de deux composants de géométrie  $2 \times 75\mu m$  et d'un composant  $8 \times 75\mu m$  sont présentées sur la figure 2.18. Sur ces graphes, le même type d'oscillations observées sur la plaque KQ031 et sur les caractéristiques de sortie de la plaque AEC1388 est présent. Ces oscillations sont plus importantes quand  $V_{GS}$  se rapproche du pincement.

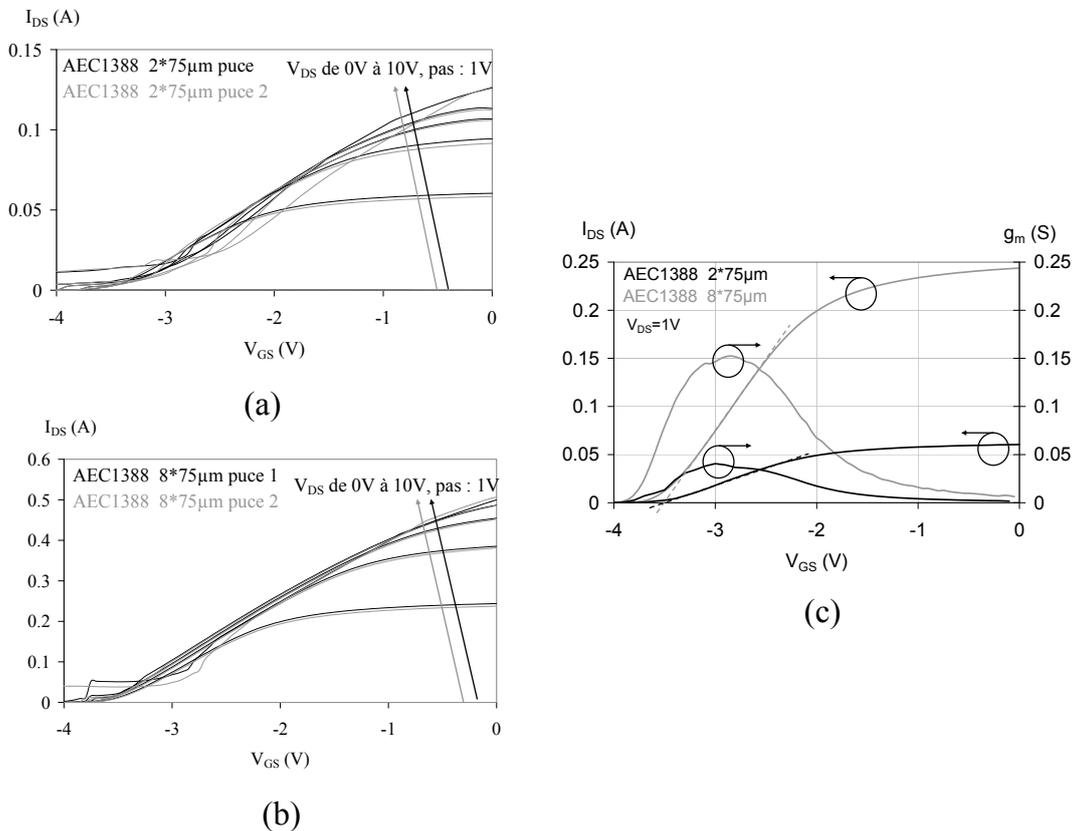


FIGURE 2.18 – Caractéristiques de transfert (a), (b) de HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  et  $8 \times 75\mu m$ , et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (c) par extrapolation linéaire à  $V_{DS} = 1V$

### 2.3.2.3 Plaque AEC1389

Sur cette plaque, trois HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  ont été caractérisés. Cela semble peu pour mener une étude statistique mais les résultats concernant ces transistors ont été comparés aux mesures statiques obtenues à l'IEMN de Lille sur un lot plus grand de HEMT. Il s'avère que les résultats sont équivalents. Ces trois HEMT sont donc considérés comme typiques de la technologie. En revanche, un seul HEMT de géométrie  $8 \times 75\mu m$  a été caractérisé. La figure 2.19 présente ces caractéristiques.

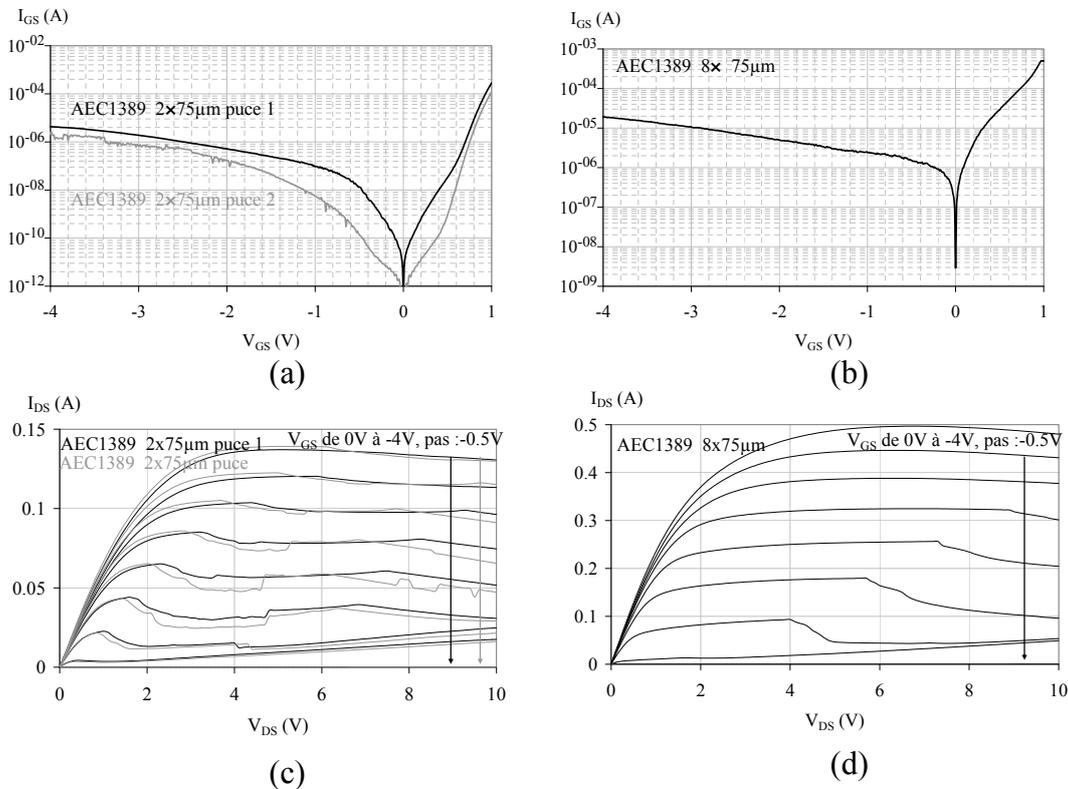


FIGURE 2.19 – Caractéristiques d'entrée (a), (b) et de sortie (c), (d) de deux HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  et d'un HEMT de géométrie  $8 \times 75\mu m$

Aucune comparaison n'est possible pour révéler un comportement typique du HEMT de la géométrie  $8 \times 75\mu m$ . Les paramètres de la diode Schottky de ce composant sont un peu éloignés des paramètres des composants typiques de géométrie  $2 \times 75\mu m$ . Pour ce qui est des paramètres de sortie, exposés dans le tableau 2.5, le courant de saturation de drain du HEMT  $8 \times 75\mu m$  est un peu plus faible d'une cinquantaine de mA, après comparaison des valeurs des paramètres normalisés à la largeur de canal des HEMT. Compte tenu des

résultats obtenus à Lille, le comportement de ce composant peut être considéré typique de la technologie et servir de référence dans le cadre des études de vieillissement accéléré.

La figure 2.20 présente les caractéristiques de transfert des HEMT pour les deux géométries de grille étudiées. Les mêmes phénomènes d'oscillations sont observés sur ces HEMT, mais sont de moindre ampleur que sur la plaque AEC1388, du fait de nettes améliorations du dispositif de mesure concernant la gestion des connexions des composants et l'élaboration de montures de test, basées sur des plaques d'alumine et des pistes de connexions en or.

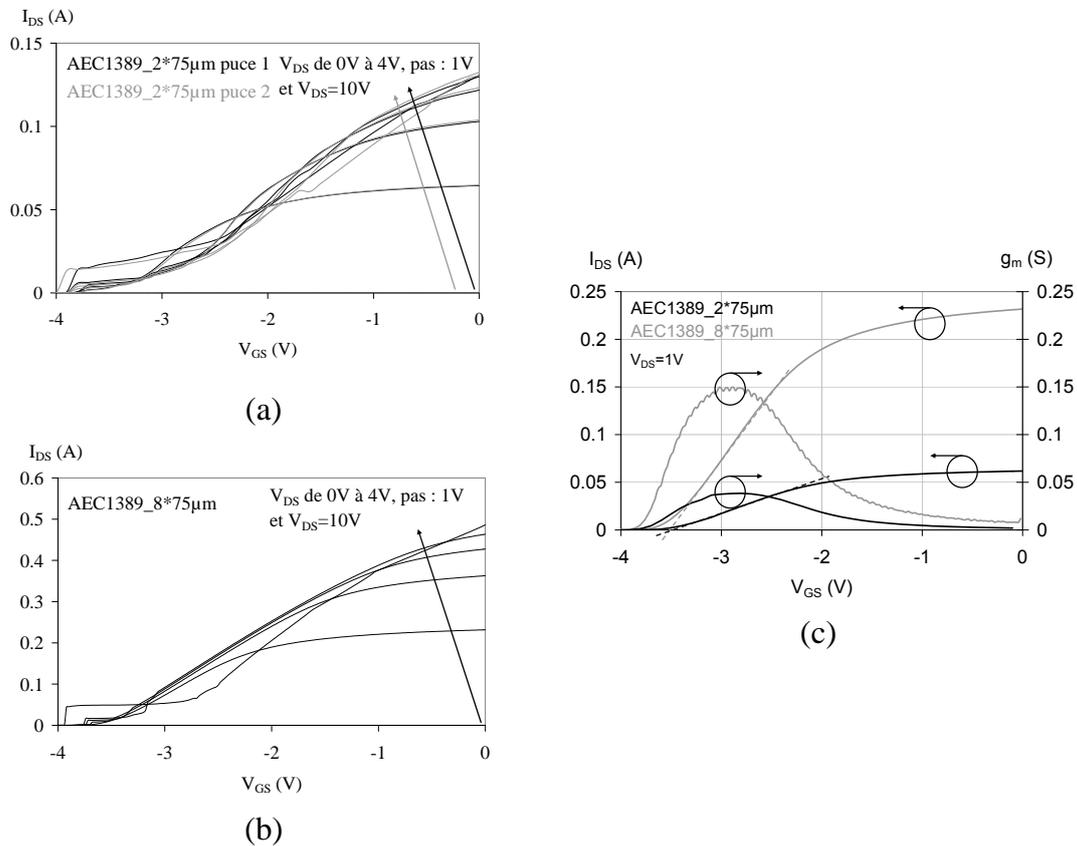


FIGURE 2.20 – Caractéristiques de transfert (a), (b) de deux HEMT de géométrie  $2 \times 75 \mu m$  et d'un HEMT de géométrie  $8 \times 75 \mu m$ , et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (c) pour  $V_{DS} = 1V$

### 2.3.2.4 Plaque AEC1561

Sur cette plaque, quatre HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  ont été caractérisés. Sur la figure 2.22 sont reportées les caractéristiques de transfert pour deux composants. Ces caractéristiques montrent que ces composants sont sujets au phénomène d'oscillations, mais de manière très faible en comparaison avec la technologie AlGaIn/GaN. Deux comportements apparaissent sur ces caractéristiques, ce qui se traduit par des écarts-types assez élevés (tableau 2.5). La différence entre ces deux comportements vient du courant de fuite de grille, qui est plus élevé d'une décade environ dans un cas. Il en résulte un courant drain-source et une transconductance un peu moins élevés, respectivement de 10mA et 6mS. La tension de seuil est différente également, elle est de  $-2,4V$  dans le premier cas, et  $-2,6V$  dans le second.

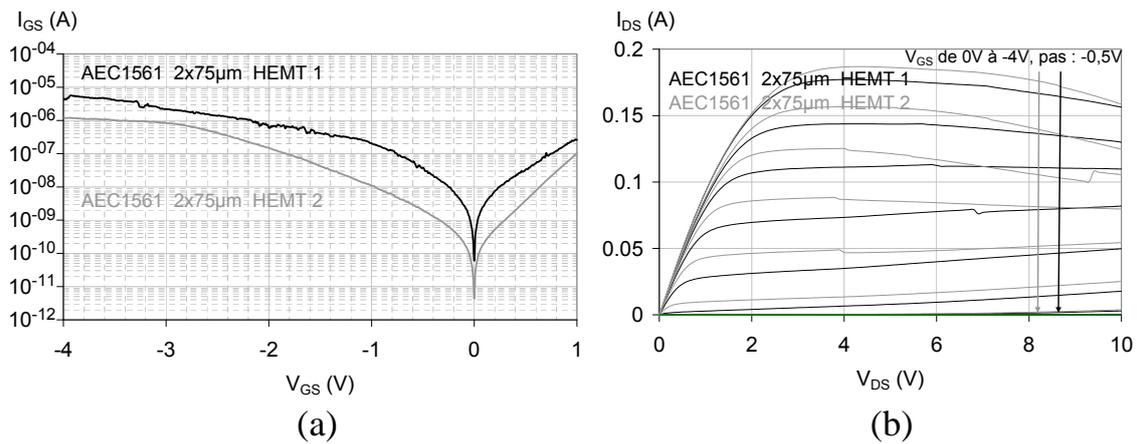


FIGURE 2.21 – Comparaison de deux caractéristiques de diode grille-source (a) de la plaque AEC1561, pour deux HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  et de leurs caractéristiques de sortie (b)

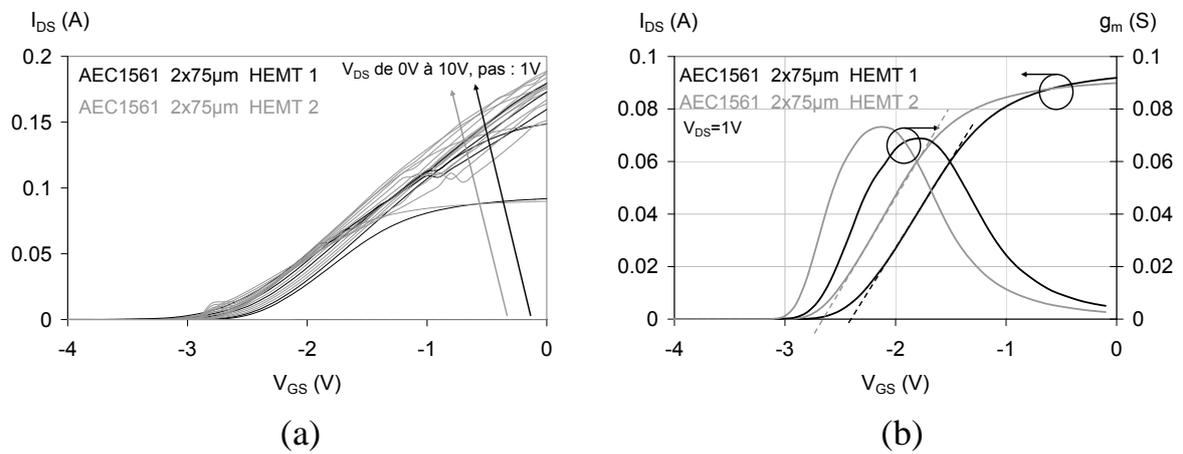


FIGURE 2.22 – Réseaux de caractéristiques de transfert (a) de la plaque AEC1561, pour les deux composants présentés sur la figure précédente, et extraction de la tension de seuil et de la transconductance (b) par extrapolation linéaire à  $V_{DS} = 1V$

## 2.3.2.5 Comparaison des technologies

paramètre	$I_{DSS}$ (A/mm) $V_{DS} = 8V$ $V_{GS} = 0V$	$R_{DS}(\Omega)$ $V_{GS} = 0V$	$V_{th}$ (V) $V_{DS} = 1V$	$g_m$ (mS/mm) $V_{DS} = 1V$	$I_S$ (A)	$\eta$	$\Phi_B$ (eV)
géométrie	KQ031 $2 \times 50\mu m$ AlGaIn/GaN, 3 composants						
moyenne	1,24	24,4	-5,4	233,3	$2,4 \cdot 10^{-10}$	2,5	0,56
ecart type	0,015	1,8	0,3	15,3	$1,8 \cdot 10^{-10}$	0,7	0,022
géométrie	KQ031 $2 \times 75\mu m$ AlGaIn/GaN, 2 composants						
moyenne	1,16	18,2	-5,72	210,3	$7,3 \cdot 10^{-10}$	3	0,54
ecart type	0,042	1,2	0,03	2,4	$9,2 \cdot 10^{-11}$	0	0,003
géométrie	AEC1388 $2 \times 75\mu m$ AlGaIn/GaN, 9 composants						
moyenne	0,91	14,6	-3,55	257,3	$7,2 \cdot 10^{-10}$	1,6	0,85
ecart type	0,017	0,5	0,04	6,6	$2,2 \cdot 10^{-9}$	0,4	0,17
géométrie	AEC1388 $8 \times 75\mu m$ AlGaIn/GaN, 3 composants						
moyenne	0,84	4,2	-3,46	252,4	$1,2 \cdot 10^{-15}$	1,4	0,91
ecart type	0,033	0,04	0,04	2,9	$1,5 \cdot 10^{-15}$	0	0,05
géométrie	AEC1389 $2 \times 75\mu m$ AlGaIn/GaN, 3 composants						
moyenne	0,88	15,9	-3,36	255,4	$8,37 \cdot 10^{-14}$	1,56	1,004
ecart type	0,008	0,49	0,021	-	$1,44 \cdot 10^{-13}$	0,21	0,093
géométrie	AEC1389 $8 \times 75\mu m$ AlGaIn/GaN, 1 composant						
valeur	0,82	4,03	-3,50	249,4	$3,9 \cdot 10^{-8}$	4	0,59
géométrie	AEC1561 $2 \times 75\mu m$ AlInN/AlN/GaN, 4 composants						
moyenne	1,15	10,9	-2,51	475,4	-	-	-
ecart type	0,029	0,56	0,13	12,7	-	-	-

TABLE 2.5 – Paramètres statiques des HEMT des quatre technologies pour chacune des géométries étudiées

Les paramètres de la diode Schottky de la plaque AEC1561 n'ont pas pu être extraits à l'IMS du fait d'un manque de données au niveau des mesures en régime direct. Il aurait fallu imposer une plage de  $V_{GS}$  qui nous a semblé augmenter le risque de destruction de ces HEMT. Cependant, ces extraction ont été effectuées à l'IEMN de Lille dans le cadre du projet CARDYNAL. Pour cette plaque, le facteur d'idéalité est de 3,5, et la hauteur de barrière Schottky apparente est de 0,58 eV. Ces paramètres sont comparables à ceux du composant de géométrie  $8 \times 75\mu m$  de la plaque AEC1389. Cependant les paramètres de grille de ce HEMT sont atypiques sur cette plaque et donc insuffisantes pour conclure à un mécanisme régissant ce comportement. De plus dans cas ce n'est plus

le mécanisme de conduction thermoionique qui est responsable du courant de fuite de grille. Les composants  $2 \times 75\mu m$  de cette même plaque présentent un facteur d'idéalité de 1,56 et une hauteur de barrière de 1 eV, avec un faible écart-type. Etant donné que le HEMT  $8 \times 75\mu m$  est le seul à avoir été caractérisé, il n'est pas possible de conclure que les paramètres Schottky qui sont extraits sont représentatifs des composants issus de la plaque. Après comparaison de nos résultats avec les résultats obtenus à l'IEMN, nous concluons que ce sont les paramètres des HEMT  $2 \times 75\mu m$  qui sont bien représentatifs de la technologie. En revanche, les paramètres de la diode Schottky des plaques AEC1561 et KQ031 sont comparables, avec un facteur d'idéalité compris entre 2 et 4 et une hauteur de barrière autour de 0,55 eV. La dispersion sur ce paramètre pour la plaque KQ031 est très faible. Les contacts Schottky des plaques AEC1388 et AEC1389 sont de meilleure qualité que les contacts Schottky des plaques AEC1561 et KQ031, avec une hauteur de barrière en moyenne 0,4 eV plus forte, et un facteur d'idéalité se rapprochant de 1,5.

Pour ce qui est du courant de saturation de grille, il est difficile d'apporter des éléments de comparaison dans la mesure où il y a beaucoup de dispersion pour toutes les plaques. Comme il est question de très faibles valeurs, l'étude de la dispersion perd son sens si un composant se comporte de manière atypique. Si l'on considère les HEMT typiques, globalement les plaques AEC1388 et AEC1389 affichent un courant de fuite de grille de 5 à 6 décades environ plus faible que les autres plaques. Cette constatation renforce encore le constat de la qualité des contacts Schottky de ces deux plaques.

Le tableau 2.4 montre que le nombre de porteurs dans le canal est le plus élevé pour la plaque AEC1561. C'est cependant la plaque KQ031 qui affiche le courant de drain, normalisé à la largeur de grille, le plus élevé. Les technologies InAlN/GaN sont présentées dans la littérature [17] [13] comme étant plus performantes que les technologies AlGaN/GaN, cependant la plaque étudiée présente une contrainte compressive. Bien que faible (18,6% d'In), cela peut expliquer que les HEMT délivrent un peu moins de courant que l'état de l'art. Malgré un nombre de porteurs plus élevé que pour la plaque KQ031, le courant  $I_{DS}$  est comparable. La résistance drain-source est logiquement la plus faible sur la plaque AEC1561, mais avec un peu plus de dispersion (en effet l'écart-type est le même que pour la plaque AEC1388, mais sur une valeur plus faible).

Au niveau des paramètres issus des caractéristiques de transfert, la tension de seuil et la transconductance, les plaques AEC1388 et AEC1389 présentent là encore des résultats comparables, avec des écarts-types très faibles, de l'ordre de quelques unités par rapport

à des transconductances de  $255\text{mS/mm}$  environ. La plaque KQ031 est moins performante que ses concurrentes de la technologie AlGaN/GaN. Sa transconductance est plus faible d'une vingtaine ou d'une cinquantaine de mS/mm selon la géométrie, mais sa tension de seuil est d'environ  $-6\text{V}$ . En revanche, la plaque AEC1561 offre les meilleurs résultats pour ces paramètres, avec une transconductance 2 fois plus forte que celle des plaques AlGaN/GaN, et une tension de seuil de  $-2,5\text{V}$ , la plus faible de ces travaux.

Pour résumer ceci, les plaques AEC1388 et AEC1389 ont des performances statiques comparables et globalement meilleures que celles de la plaque KQ031. La plaque AEC1561 de technologie AlInN/GaN, pour laquelle le confinement des électrons dans le canal est meilleur du fait de la couche d'AlN, et qui n'est que très faiblement contrainte d'un point de vue mécanique, présente de bien meilleurs paramètres de sortie que les plaques de technologie AlGaN/GaN. Cela illustre l'intérêt de développer une telle technologie. En revanche, les paramètres des contacts Schottky de grille sont beaucoup moins bons, traduisant la faible maturité de cette filière technologique.

### 2.3.3 Caractéristiques statiques des PCM

Comme il a été dit précédemment, les structures TLM ont été étudiées dans le but de pouvoir dissocier les contributions du bruit aux basses fréquences des contacts ohmiques et du canal du HEMT. Cette étude a été approfondie ensuite grâce aux structures GTLM, qui ont permis de dissocier les contributions du bruit en excès du canal de la zone recouverte par la métallisation de grille, et des zones grille-source et grille-drain.

#### 2.3.3.1 Plaque KQ031

Le tableau 2.6 présente les valeurs d'une résistance de contact des TLM et GTLM de cette plaque.

	PCM1	PCM2
$R_c(\Omega)$ TLM	4,31	3,11
$R_c(\Omega)$ GTLM	5,51	3,99

TABLE 2.6 – Résistance de contact des structures TLM et GTLM des deux PCM étudiés de la plaque KQ031

Les mesures statiques ont été effectuées sur deux structures TLM et GTLM, ce qui

ne suffit pas pour une étude statistique. Remarquons tout de même que les valeurs des résistances de contact ohmique sont assez différentes, presque deux Ohms d'écart sur des valeurs de l'ordre de  $5\Omega$ , entre les deux TLM et les deux GTLM, pourtant issus de la même plaque. De plus, les valeurs sont également différentes d'environ un Ohm entre la structure TLM et la structure GTLM d'un même PCM. Les observations présentées dans le paragraphe 2.2.4 sont donc pertinentes ici, et encouragent l'utilisation des valeurs obtenues avec les GTLM dans la suite des travaux sur les HEMT.

### 2.3.3.2 Plaque AEC1388

Les paramètres extraits des caractéristiques statiques des structures TLM, GTLM, et FATFET sont donnés dans les tableaux 2.7, et 2.8. Les FATFET ont été caractérisés dans le cadre d'études de vieillissement accéléré effectués en collaboration avec le laboratoire INL de Lyon.

Le tableau 2.7 présente les valeurs de la résistance de contact ohmique des TLM et GTLM caractérisés sur cette plaque.

	PCM13	PCM7	PCM9
$R_c(\Omega)$ TLM	2,65	2,25	2,08
$R_c(\Omega)$ GTLM	2,19	-	-

TABLE 2.7 – Résistance de contact des motifs TLM et GTLM des trois PCM étudiés de la plaque AEC1388

La dispersion a été étudiée sur une dizaine de PCM pour chacune des structures. Pour la structure TLM de distance inter-électrode de  $20\ \mu\text{m}$ , l'écart-type est de moins d'un Ohm,  $0,94\Omega$  sur une valeur moyenne de  $90,2\Omega$ . Cela montre que les résistances des TLM étudiés ne sont pas dispersées pour cette géométrie. La résistance  $R_{DS}$  des motifs GTLM de géométrie équivalente est un peu plus dispersée, avec un écart-type de  $8\Omega$ .

Le tableau 2.8 indique la moyenne et l'écart-type de chacun des paramètres extraits des caractéristiques statiques des FATFET et des GTLM de dimension entre contacts ohmiques de  $20\ \mu\text{m}$ .

	$I_{DSS}$ (A/mm) $V_{DS} = 8V$ $V_{GS} = 0V$	$R_{DS}(\Omega)$ $V_{GS} = 0V$	$V_{th}$ (V) $V_{DS} = 1V$	$g_m$ (mS/mm) $V_{DS} = 1V$	$I_S$ (A)	$\eta$	$\Phi_B$ (eV)
	GTLM $L_{DS} = 20 \mu\text{m}$						
moyenne	0,21	95,4	-3,27	37,38	$7,76 \cdot 10^{-12}$	1,54	0,92
écart-type	0,023	8,2	0,12	2,47	$2,15 \cdot 10^{-11}$	0,28	0,09
	FATFET						
moyenne	0,030	451	-3,26	5,15	$4,56 \cdot 10^{-11}$	1,65	0,84
écart-type	0,0027	29	0,11	0,24	$1,08 \cdot 10^{-10}$	0,2	0,07

TABLE 2.8 – Paramètres statiques des GTLM ( $L_{DS} = 20 \mu\text{m}$ ) et FATFET de la plaque AEC1388

Les paramètres statiques sont non dispersés pour les lots de GTLM et FATFET caractérisés, à l'exception du courant de saturation de grille  $I_S$ . Ceci est dû au fait que deux composants de chaque lot présentaient un courant de saturation de grille plus fort, de l'ordre de deux décades.

## 2.4 Effets parasites de fonctionnement

Les effets parasites de fonctionnement du HEMT tels que la dispersion fréquentielle de la transconductance et de la conductance de sortie, peuvent conduire à une limitation de la puissance de sortie. Ces effets peuvent être d'origine thermique, ou physique, comme les mécanismes de piégeage-dépiégeage des électrons participant à la conduction, par des états énergétiques dans la bande interdite. Les électrons sont capturés ou émis avec un laps de temps caractéristique modifiant la densité des électrons dans le canal. Il a été montré que les HEMT InAlN/GaN étaient moins exposés aux effets des pièges que les HEMT AlGaIn/GaN [39]. Ceci vient du fait que si le matériau (en l'occurrence AlInN) est relaxé mécaniquement, les défauts engendrés par une contrainte mécanique sont moins nombreux. Les pièges normalement induits par ces défauts sont donc absents.

Les effets parasites limitant les performances électriques d'un HEMT sont l'effondrement du courant de drain, dit "current collapse", les retards de commutation de grille et de drain, qui peuvent avoir la même origine physique que le "current collapse", l'effet de coude ou effet Kink, et les effets thermiques.

### 2.4.1 Le retard de commutation de grille et le retard de commutation de drain

Les défauts de surface localisés à l'interface passivation/AlGaN causent le retard de commutation de grille, ou "gate lag" qui limite les performances en puissance des HEMT en diminuant la densité de courant de drain à la fréquence de fonctionnement [39] [42]. Cet effet est détectable en régime pulsé. Il est provoqué par les pièges lents localisés en surface et à l'interface [43] [44] [45]. Il a été montré qu'en ajoutant à la structure AlGaN/GaN une couche de passivation  $\text{Al}_2\text{O}_3$  en utilisant de l'Argon plutôt que du  $\text{NH}_3$  pour le dépôt diminue le courant de fuite de grille d'un facteur de trois ou quatre fois et supprime le retard de grille [39]. Avant le dépôt de passivation, des défauts de structure (lacunes d'azote) peuvent être éliminés par un traitement de surface avec un plasma  $\text{NH}_3$ . Il a été montré que des contaminants carbone peuvent influencer les phénomènes de piégeage en créant des états profonds à la surface [39] [46]. Remplacer le  $\text{NH}_3$  par de l'argon dans le pré-traitement de la passivation des HEMT InAlN/GaN permet de minimiser les pièges en surface et par suite le retard de commutation de grille. Le retard de commutation de drain, ou "drain lag", diminue également la densité de courant de drain, du fait de la présence de pièges profonds qui émettent les électrons avec une constante de temps plutôt grande, de l'ordre de  $50 \mu\text{s}$  [47]. Cet effet se traduit par un effondrement de la caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$ , dit aussi "current collapse", qui sera traité dans le paragraphe suivant. Cet effondrement est plus prononcé lorsque les pièges sont localisés dans la couche buffer.

Les travaux menés à l'CIEMN dans le cadre du projet CARDYNAL ont permis de quantifier les taux de "gate lag" et "drain lag" sur les plaques AEC1388 et AEC1389. Sur la plaque AEC1388, un retard à la commutation de grille de 6 % a été caractérisé, et un retard à la commutation de drain de l'ordre de 17 % a été relevé. La figure 2.23 illustre les retards de commutation de grille et de drain relevés sur les HEMT de la plaque AEC1388.

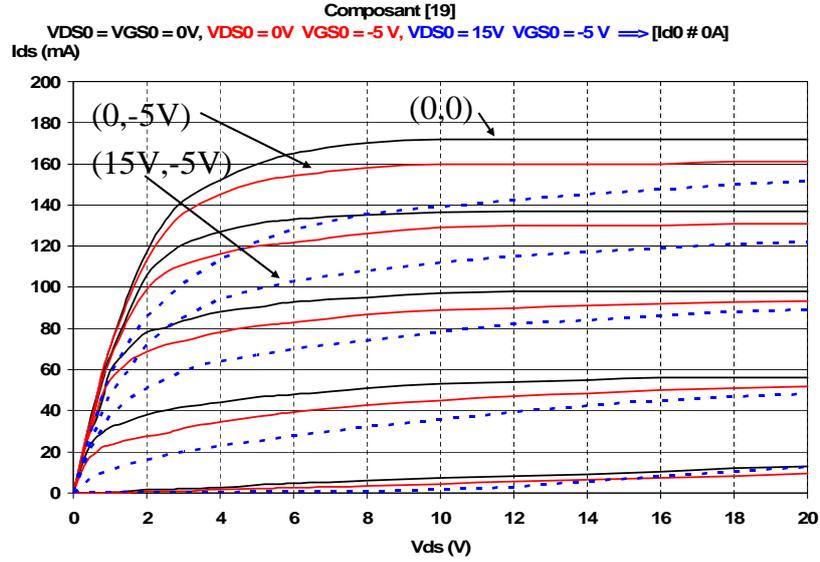


FIGURE 2.23 – Caractéristiques pulsées  $I_{DS} = f(V_{DS})$  d'un HEMT de la plaque AEC1388 : retard à la commutation de grille (trait plein) et retard à la commutation de drain (pointillés) pour les points de repos  $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0, 0), (0, -5V), (15V, -5V)$  [IEMN]

La plaque AEC1561 a été caractérisée sans plaque de champ et avec une plaque de champ de  $0,8 \mu m$ . La figure 2.24 présente les mesures pulsées effectuées à l'IEMN pour ces deux configurations technologiques.

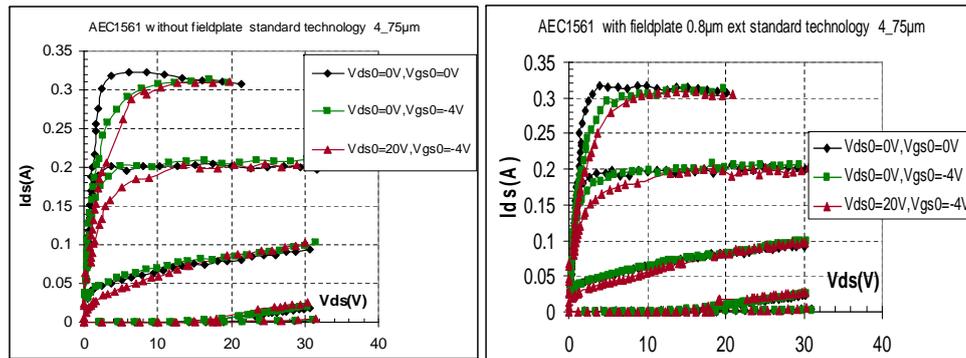


FIGURE 2.24 – Caractéristiques pulsées  $I_{DS} = f(V_{DS})$  d'un HEMT de la plaque AEC1561 sans plaque de champ (a), Caractéristiques pulsées  $I_{DS} = f(V_{DS})$  d'un HEMT de la plaque AEC1561 avec une plaque de champ de  $0,8 \mu m$ (b) pour trois points de repos  $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0, 0), (0, -4V), (20V, -4V)$  [IEMN]

Sur cette plaque, il n'a pas été détecté de retard de commutation de grille ou de drain, contrairement aux résultats obtenus sur la technologie AlGaIn/GaN.

### 2.4.2 L'effondrement du courant de drain

L'effondrement du courant de drain, ou effet "collapse", est dû au piégeage des électrons du canal, ce qui limite la puissance de sortie du HEMT [48]. Il se manifeste par une chute du courant de saturation de drain, couplée à une augmentation de la résistance drain-source. Une diminution de la tension de coude  $V_S$  entraîne une augmentation  $\Delta V$ . La puissance de sortie maximale  $\Delta V \times \Delta I$  est proportionnelle à  $(V_{bd} - V_S) \times I_{max}$  où les paramètres  $V_{bd}(E_C)$ ,  $V_S$ , et  $I_{max}(V_S)$  sont définis sur la figure, 2.25 et représentent respectivement la tension de claquage engendrée par le champ électrique critique  $E_C$ , la tension de coude de la caractéristique de sortie et le courant maximal pour une tension  $V_{DS} = V_S$  au début de la zone de saturation et à  $V_{GS} = 0V$ . Les performances en puissance diminuent, ainsi que les performances RF ; il y a plus de dispersion des paramètres RF ; le rendement en puissance ajouté diminue, et la distorsion augmente.

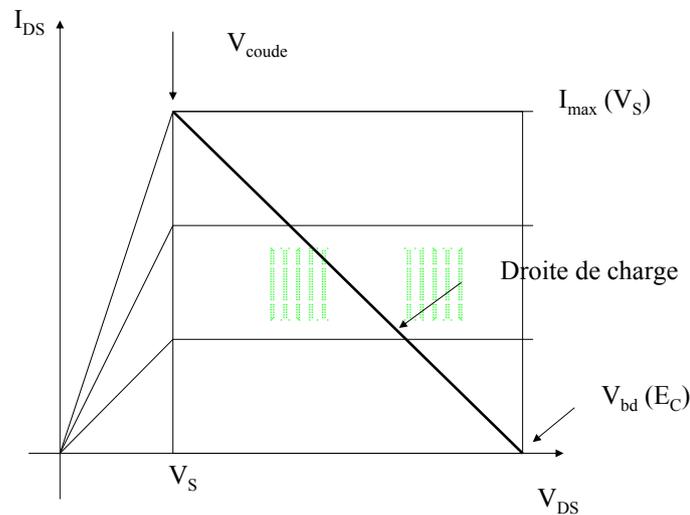


FIGURE 2.25 – Caractéristique schématique  $I_{DS} = f(V_{DS})$  [1]

L'effondrement du courant de drain est généralement accompagné d'une chute de la transconductance DC, couplée à un décalage de la tension de seuil. La figure 2.26 illustre les conséquences de ces effets sur les caractéristiques statiques d'un HEMT AlGaIn/GaN.

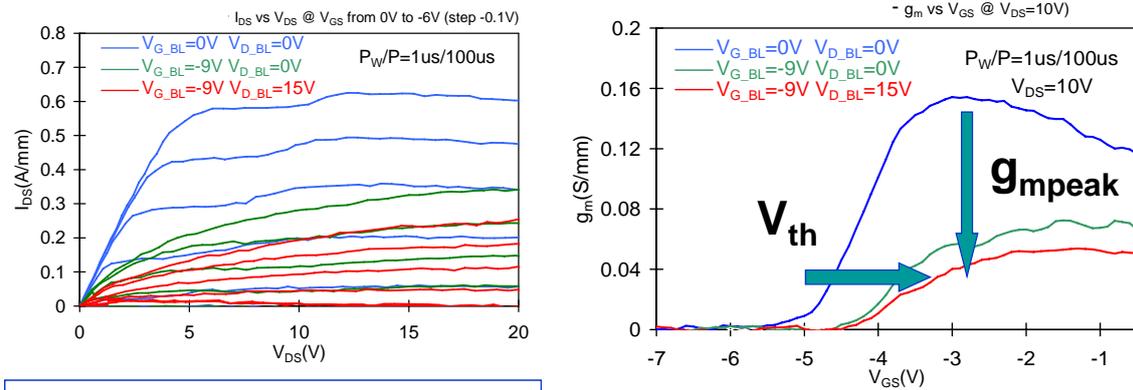


FIGURE 2.26 – Exemple de caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$  et des transconductances associées lors de mesures pulsées pour trois points de repos  $(V_{DS0}, V_{GS0}) = (0, 0), (0, -9V), (15V, -9V)$  sur lesquelles apparaissent les conséquences de l'effet collapse [1]

Ce phénomène se détecte par comparaison des mesures statiques et pulsées du réseau de sortie, par la mesure des transitoires de courant de drain en réponse à une commutation de grille, des mesures de dispersion en fréquence de la conductance et de la transconductance, et des mesures de la puissance de sortie, du gain en puissance, et du rendement PAE.

De nombreuses études montrent que ce phénomène est engendré par des pièges localisés en surface ou à l'interface AlGaIn/GaN, qui sont détectés par des mesures pulsées du courant de drain en faisant varier la période ou l'amplitude de la commande en tension appliquée entre grille et source. Cette hypothèse est appuyée par le fait que rajouter une couche de passivation SiN réduit ces effets [49] [34], soit par diminution de la densité des états de surface [50], soit en bloquant le piégeage des électrons du canal par ces états [51], ou encore en piégeant des charges positives à l'interface passivation/couche active, ce qui neutralise la charge négative à la surface [52]. Les études de Vetury ont montré que les états de surface sous la grille côté drain se comportent comme une grille virtuelle [43], dont la polarisation se somme électriquement à la polarisation de grille imposée  $V_{GS}$ , ce qui entraîne une variation de l'extension de la zone de déplétion sous la grille, et ainsi l'effondrement des performances RF. Cette grille virtuelle répond avec les temps caractéristiques des mécanismes de capture et d'émission des électrons. Ces états de surface affectent la transconductance, mais pas la tension de seuil [1].

Les états de surface ne sont pas les seuls pièges à pouvoir causer l'effondrement

du courant de drain. Des études montrent que des pièges profonds dans la couche GaN peuvent en être à l'origine, et permettent à la fois d'expliquer l'effet collapse et le retard de commutation de grille et de drain. Les pièges situés dans les couches barrière et GaN dans la zone semi-conductrice recouverte par la grille affectent la tension de seuil, ce qui se traduit par un décalage vers les valeurs de  $V_{GS}$  plus faibles en valeur absolue. Les pièges situés dans les zones semi-conductrices autour de la zone recouverte par la grille affectent à la fois la tension de seuil, par le même décalage, et la transconductance, qui diminue [1].

Comme nous l'avons dit précédemment, cet effet parasite peut être diminué en ajoutant une couche de passivation à la surface du composant. Une autre solution technologique consiste à ajouter une "cap-layer" dopée "N" de 3 à 5 nm d'épaisseur, qui réduit les effets des charges de polarisation en surface [53] [54]. Les deux solutions combinées ont abouti à des records de performances RF et une fiabilité à long terme en terme de stabilité [55] [54].

Dans ces travaux, la technologie AEC1388 présente l'effet "collapse" sur le réseau de sortie mesuré en statique. Cet effet parasite est faible (0,14A au lieu de 0,15A à  $V_{DS} = 5V$  sur le graphe 2.27) et n'est pas permanent, puisqu'un recouvrement des caractéristiques a été observé à température ambiante après quelques heures, et n'est pas observé lors de mesures courant-tension en mode pulsé. Les pièges actifs ayant causé cet effet lors des mesures statiques sont probablement localisés dans la couche buffer du fait qu'aucun piège n'ait été détecté en mode pulsé. La figure 2.27 présente les caractéristiques statiques sur lesquelles se manifeste l'effet collapse.

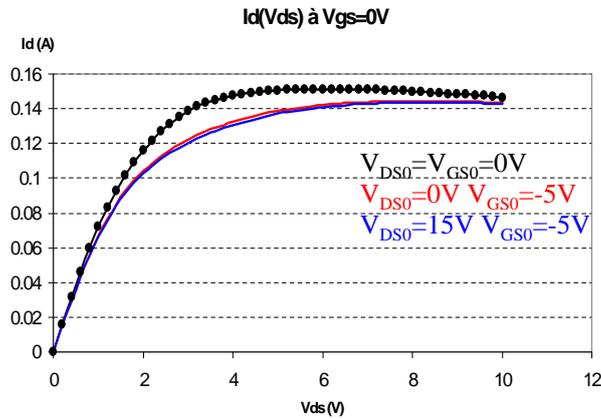


FIGURE 2.27 – Caractéristiques statiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  mesurées successivement à  $V_{GS} = 0V$  en mode pulsé d'un HEMT de la plaque AEC1388 [IEMN]

Des études préliminaires ont été effectuées sur la plaque AEC1561, contenant de l'indium, à l'IEMN. Cette technologie présente pas d'effondrement des caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  en mode pulsé. Cependant à l'issue d'une campagne de mesures en température, une dégradation permanente du réseau de sortie est observée, à ne pas confondre avec l'effet collapse. Le courant de drain a diminué de 7% après la campagne de mesures statiques en température. La figure 2.28(a) montre les mesures statiques du réseau de sortie en fonction de la température, à 40 ° C, 80 ° C, et 120 ° C. La figure 2.28(b) montre une comparaison des réseaux de sortie avant et après la campagne de mesures en température. Cette technologie n'est pas encore stabilisée, donc il est délicat d'avancer des hypothèses pour expliquer ce mécanisme.

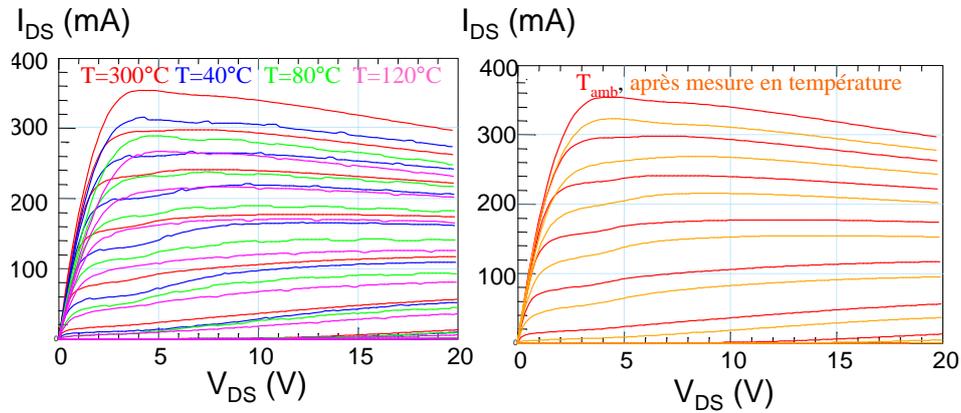


FIGURE 2.28 – Caractéristiques statiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  d’un HEMT de la plaque AEC1561 en fonction de la température (a), caractéristiques statiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  avant et après la campagne de mesures en température (b)[IEMN]

### 2.4.3 L’effet Kink

La figure 2.29 illustre l’effet ”kink”, qui consiste en une augmentation abrupte du courant de drain à une certaine tension, provoquant alors une augmentation de la conductance de sortie et une dispersion entre les caractéristiques DC et RF. L’effet kink entraîne également une augmentation du bruit en excès du composant en basse fréquences [56]. En effet comme la conductance de sortie est fluctuante sur une plage de  $V_{DS}$ , la conductivité va fluctuer sous les effets de piégeage-dépiégeage, et donc le bruit aux basses fréquences en  $1/f$  aura tendance à augmenter.

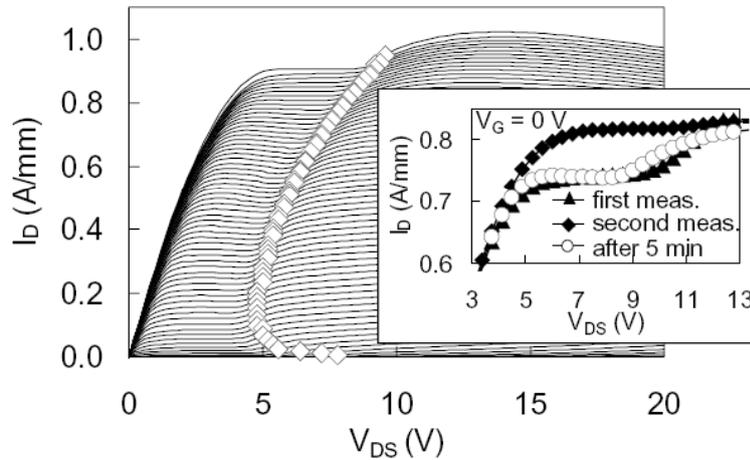


FIGURE 2.29 – Exemple de caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$  présentant un effet de coude lors de mesures statiques successives, l'effet "Kink" [1] [6]

Cet effet a souvent été attribué à l'ionisation par impact [57] [58], résultant en une accumulation de trous modifiant les potentiels de surface ou d'interface canal/substrat. A basse température, la mobilité des électrons augmente en raison d'une réduction de la dispersion des phonons optiques polaires [59]. Les pièges mis en cause sont localisés sous la grille, plus particulièrement dans la zone côté drain. Les travaux de Meneghesso expliquent cet effet par des pièges localisés dans la couche buffer GaN [6]. D'autres auteurs attribuent cela aux effets de piégeage assisté par le champ électrique.

#### 2.4.4 Le courant de fuite de grille

Le courant de fuite de grille des HEMT des technologies à base de GaN est plus élevé que celui des technologies à base de GaAs. En effet ces filières technologiques sont moins mûres et les procédés de fabrication mis en œuvre pour les réaliser peuvent encore être améliorés. La figure 2.30 présente les parcours les plus probables de ce courant. Les mécanismes physiques responsables du courant de fuite de grille sont encore à l'étude. Les études récentes évoquent l'effet Tunnel [60] ou l'effet Poole-Frenkel lié à des pièges engendrés par des dislocations [61].

Le courant de fuite de grille peut être diminué par traitement plasma à l'oxygène à 200 °C, sans dégrader la transconductance et les caractéristiques statiques de drain [62]. Les technologies utilisant un plateau de champ subissent moins ces effets par réduction

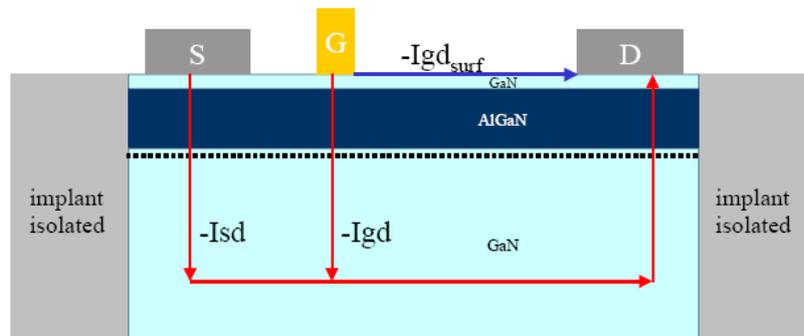


FIGURE 2.30 – Schéma représentant les différents chemins du courant de fuite de grille [1]

de l'influence des charges en surface. En effet le champ critique côté drain est plus faible avec un plateau de champ, donc le courant  $I_{GS}$  inverse est plus faible.

Durant la thèse de Ludovic Lachèze [41], des travaux ont été menés sur la plaque AEC1388 afin d'identifier les mécanismes impliqués dans le courant de grille, par la mise en oeuvre de mesures en température corrélées à des simulations TCAD. Deux composantes ont été identifiées en polarisation directe, une composante liée à une résistance de shunt et une composante associée à l'effet tunnel. Une fine couche à forte densité de pièges sous le contact de grille serait à l'origine de cette composante de courant. En polarisation inverse, quatre composantes ont été identifiées, une composante tunnel, une composante Poole-Frenkel, une composante Fowler-Nordheim, et une composante tunnel bande à bande [41].

Les HEMT AlInN/AlN/GaN de la structure AEC1561, présentent un fort courant de fuite de grille qui crée des problèmes de stabilité thermique [39] [63].

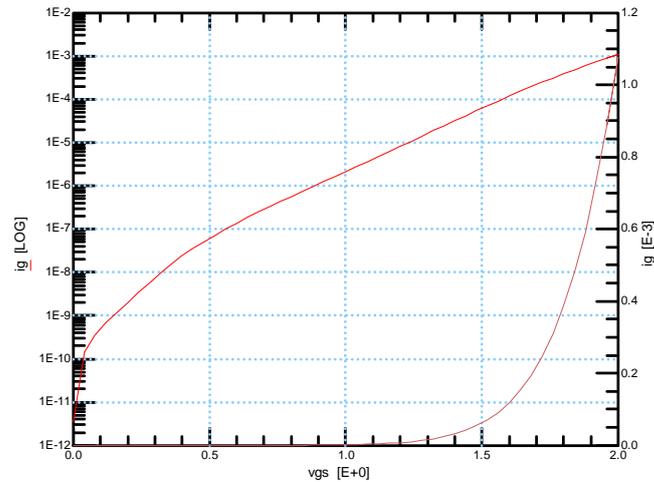


FIGURE 2.31 – Courant de fuite de grille d’un HEMT de la plaque AEC1561 [INL]

Une étude a été menée par l’INL dans le cadre du projet Cardynal afin d’identifier les mécanismes responsables du courant de fuite inverse des HEMT de la plaque AEC1561. Dans la gamme de température 200-400K, il est dominé par le mécanisme d’émission Poole-Frenkel. Des mesures de CDLTS ont permis de détecter un piège d’énergie d’activation de 0,37eV localisé à l’interface metal/AlInN. Ce piège serait associé à la présence de dislocations dans la couche AlInN [64].

## 2.5 Conclusion

Ces travaux ont bénéficié du nombre élevé de composants disponibles dans le cadre du projet ANR CARDYNAL. Les études croisées menées sur ces structures ont pu révéler des comportements typiques de chaque plaque en termes d’effets parasites. Quatre plaques ont été caractérisées pendant ces travaux, dont trois de technologie AlGaIn/GaN et la dernière de technologie InAlN/AlN/GaN. La première phase de caractérisation des HEMT consiste en une caractérisation statique permettant d’évaluer le courant de fuite de grille, les dérives de la tension de seuil et de la transconductance en fonction de la polarisation, par des mesures pulsées du réseau de sortie, les retards de commutation de grille et de drain, et les dérives de la tension de coude et du courant de saturation de drain, par des mesures pulsées également.

Les mesures pulsées ont été effectuées à l’IEMN de Lille. Les HEMT des plaques

AEC1388 et AEC1389 présentent des taux de "gate lag" et de "drain lag" uniformes pour la plaque AEC1388, tandis que deux comportements distincts se manifestent sur la plaque AEC1389; un comportement avec plus de retard de commutation de grille que de drain et inversement pour le deuxième. Les transistors de la plaque AEC1561 ne présentent pratiquement pas de "gate lag" ou de "drain lag".

En revanche, les plaques AEC1561 et KQ031 ont un courant de fuite de grille assez fort, contrairement aux plaques AEC1388 et AEC1389, qui ont un courant de fuite faible, de l'ordre de  $1 \times 10^{-15} A$  à  $V_{GS} = -4V$ .

Cette étape de caractérisation est nécessaire pour aborder la suite de l'étude. Pour le chapitre suivant, consacré à la mise en place d'une méthodologie de modélisation du bruit aux basses fréquences dans les HEMT, cette étude préalable permet d'extraire des paramètres qui interviennent dans le modèle. Pour le chapitre 4, consacré à la caractérisation des dégradations après vieillissement, elle sert de base de comparaison pour évaluer quantitativement les dégradations subies par les HEMT, mais également pour définir des critères de dégradation, en regard de la dispersion initiale des paramètres caractéristiques des technologies.



# Chapitre 3

## Analyse du bruit aux basses fréquences dans les HEMT AlGaIn/GaN

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Le bruit aux basses fréquences . . . . .</b>	<b>102</b>
3.1.1	Notions théoriques sur le bruit aux basses fréquences . . . . .	102
3.1.2	Le bruit aux basses fréquences, effet parasite de fonctionnement	103
3.1.3	Dispositif expérimental . . . . .	107
3.1.4	Description des composantes des spectres de bruit mesurés aux basses fréquences . . . . .	110
<b>3.2</b>	<b>Analyse du bruit aux basses fréquences dans les HEMT . . .</b>	<b>111</b>
3.2.1	Densité spectrale du bruit en courant de drain en régime ohmique	111
3.2.2	Caractérisation des pièges de génération-recombinaison . . . . .	114
3.2.3	Analyse des niveaux de bruit en $1/f$ . . . . .	115
<b>3.3</b>	<b>Modélisation des sources de bruit dans les HEMT . . . . .</b>	<b>117</b>
3.3.1	Modélisation des sources de bruit en $1/f$ dans une structure TLM	117
3.3.2	Modélisation des sources de bruit dans une structure GTLM . . . . .	125
3.3.3	Application de la méthodologie de modélisation des sources de bruit du HEMT à la technologie AEC1388 . . . . .	139
<b>3.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>148</b>

---

Les travaux développés dans ce chapitre constituent une poursuite de l'action de recherche portant sur la caractérisation et la modélisation du bruit aux basses fréquences dans les HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, menée lors de la thèse de Mr. Arnaud CURUTCHET [15]. Dans le manuscrit de cette thèse, les principaux éléments de calcul du bruit aux basses fréquences et la nature du bruit que l'on rencontre en électronique ont été détaillés. Une analyse du bruit en  $1/f$  en fonction de la polarisation dans les HEMT de chacune des technologies étudiées est développée et suivie d'une méthodologie de modélisation des sources de bruit par l'étude de structures TLM et GTLM. Enfin, nous montrons que le bruit de génération-recombinaison a permis de caractériser la signature des pièges présents dans les structures épitaxiales des plaques AEC1388 et AEC1389.

## 3.1 Le bruit aux basses fréquences

Dans le cas général, on appelle "bruit" toutes les variations intervenant dans un circuit électrique et ne faisant pas partie du signal utile que l'on désire mettre en évidence. Ces bruits tendent à masquer ou à modifier le signal utile désiré [65]. Les circuits électriques peuvent percevoir des bruits externes d'origine artificielle, comme ceux provenant des instruments de mesure environnants, des bruits externes d'origine naturelle, comme le bruit électrique atmosphérique, et des bruits internes qui proviennent des fluctuations spontanées des grandeurs électriques des circuits [65]. C'est ce type de bruit qui sera traité dans ces travaux à l'échelle du transistor. C'est un indicateur de qualité d'une filière technologique, puisque son origine physique est associée à la présence de défauts cristallins, dont la densité doit tendre à être la plus faible possible.

### 3.1.1 Notions théoriques sur le bruit aux basses fréquences

Un composant produisant un signal électrique génère également des fluctuations autour de la valeur moyenne de ce signal. Cela s'étudie par une approche probabiliste. Cette démarche ne s'applique que dans le cas de bruits stationnaires et ergodiques (les moyennes statistiques et temporelles sont indépendantes et égales).

L'analyse d'un bruit représenté par un signal  $X(t)$  s'effectue par le biais de sa densité spectrale de puissance  $S_X(f)$ , qui décrit la puissance moyenne du bruit  $X(t)$  en fonction

de sa fréquence et dont l'unité est celle du signal  $X(t)$  élevée au carré par Hertz. Le calcul de la densité spectrale de puissance réalisé par l'analyseur de spectres consiste à réaliser la transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation  $\varphi_X(\tau)$  du signal  $X(t)$ . La fonction d'auto-corrélation exprime le temps qu'une fluctuation persiste et est définie en 3.1 :

$$\varphi_X(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} \quad (3.1)$$

Le calcul de la densité spectrale est effectué grâce au théorème de Wiener-Khintchine par lequel on obtient l'équation 3.2.

$$S_X(f) = 4 \int_0^{+\infty} \varphi_X(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau \quad (3.2)$$

Dans le cas particulier d'une source de bruit blanc,  $\varphi_X(\tau) = A\delta(\tau)$ , et  $\varphi_X(0) = 2A$  où  $A$  est l'amplitude du bruit blanc [66] [67].

### 3.1.2 Le bruit aux basses fréquences, effet parasite de fonctionnement

L'analyse du bruit en  $1/f$  est cruciale dans une démarche d'évaluation d'une filière technologique dont les composants sont destinés à la conception de circuits de puissance hyperfréquences. En effet cette source de bruit est la principale contribution au bruit d'amplitude et au bruit de phase dans les circuits non linéaires mettant en jeu un oscillateur.

D'une manière générale, dans les circuits mettant en œuvre des signaux de fort niveau, des modulations sont engendrées dans le circuit non linéaire par les sources de bruit des composants utilisés. Afin de caractériser le bruit en excès dans ces circuits, on évalue la puissance de bruit portée par les modulations de phase et d'amplitude engendrées. Dans ce paragraphe, la transposition du bruit en  $1/f$  en bruit de phase est présentée pour chaque type de circuit utilisé dans le domaine des hyperfréquences [7].

#### a) Amplificateur à faible bruit

L'amplificateur à faible bruit n'est pas sujet aux bruits d'amplitude et de phase du fait de sa linéarité. Néanmoins ce type de circuit est systématiquement sujet au bruit thermique, dont il est impossible de s'affranchir complètement. L'enjeu réside donc dans

son atténuation. Le facteur de bruit, associé à un coefficient de réflexion quelconque de source  $\Gamma_S$  en entrée du dispositif, peut se calculer selon l'équation 3.3 [68].

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_S} [(G_S - G_{opt})^2 + (B_S - B_{opt})^2] \quad (3.3)$$

$F_{min}$  représente le facteur de bruit minimum,  $R_n$  la résistance équivalente de bruit, et  $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$  l'admittance optimale de bruit.

Lors de la conception de ces amplificateurs, le facteur de bruit minimum peut être minimisé, notamment par le choix de composants de faible dimension. Les VLNA (Very Low Noise Amplifier) actuels atteignent des facteurs de bruit inférieurs à 1dB. Une technique consiste à utiliser des capacités sans pertes parallèles en entrée et en sortie du transistor afin de court circuiter les sources de bruit en courant [69]. Par ailleurs, l'augmentation de la section des inductances peut améliorer de 1dB le facteur de bruit de l'amplificateur [70] [68].

### b) Oscillateur

C'est la propriété de non linéarité de l'oscillateur qui est responsable de la transposition des différentes sources de bruit du composant, qui sont des composantes en  $1/f^n$ , avec  $n$  un entier naturel, en bruit sur le signal émis.

La densité spectrale de bruit d'amplitude est exprimée à l'équation 3.4.

$$\Psi_A(f_m) = \frac{kTF\kappa_A}{2} \frac{1}{(\partial R/2\partial I)^2 + (f_m Q/f_0)^2} \quad (3.4)$$

avec  $\Psi_A(f_m)$  la densité spectrale du bruit d'amplitude,  $f_0$  la fréquence d'oscillation,  $f_m$  l'écart de fréquence avec la porteuse  $f_0$ ,  $F$  le facteur de bruit de la source de bruit basse fréquence (en  $1/f_m$ ),  $\kappa_A$  le coefficient intégrant la non linéarité,  $Q$  le coefficient de qualité du circuit linéaire résonnant,  $\partial R/2\partial I$  la non-linéarité de l'oscillateur autour de son point de fonctionnement.

Le bruit d'amplitude peut être réduit en remplaçant la résistance non linéaire de l'oscillateur par une résistance linéaire, pour annuler  $\kappa_A$ , ou bien en amplifiant la sortie de l'oscillateur dans un amplificateur.

La densité spectrale de bruit de phase est exprimée à l'équation 3.5.

$$\Psi_\varphi(f_m) = \frac{kTF\kappa_\varphi}{2} \left( 1 + \frac{f_0^2}{(2f_m Q)^2} \right) + \frac{2kTR_n D \xi^2}{f_m^2} \quad (3.5)$$

avec  $\Psi_\varphi(f_m)$  la densité spectrale du bruit de phase,  $\kappa_\varphi$  le coefficient intégrant la non linéarité,  $R_{nD}$  la résistance équivalente de bruit de la diode d'accord électronique, et  $\xi$  le gain en tension du circuit oscillant.

Le bruit de phase varie en fonction de l'inverse du carré du facteur de qualité du circuit résonnant à haute surtension. Le dénominateur est proportionnel au carré de la pulsation  $f_m$  et, comme  $F$  suit une loi en  $1/f_m$ , la pente de la densité spectrale de bruit de phase est donc en  $1/f_m^3$ . Au voisinage de la porteuse, le bruit de phase devient prépondérant.

Contrairement au bruit d'amplitude, le bruit de phase ne peut pas être limité, ni filtré, car trop proche de la porteuse. Il ne peut être limité que par des choix d'architecture, de technologie, et de composants. C'est parce que les HEMT à base de GaN présentent des performances en puissance et en fréquences prometteuses pour la conception d'oscillateurs que l'évaluation du bruit aux basses fréquences est un enjeu capital.

La densité spectrale  $\Psi$  autour de  $f_0$  est représentée en fonction de l'écart  $f_m$ . La figure 3.1 présente le spectre d'un oscillateur  $\Psi(f_m)$ .

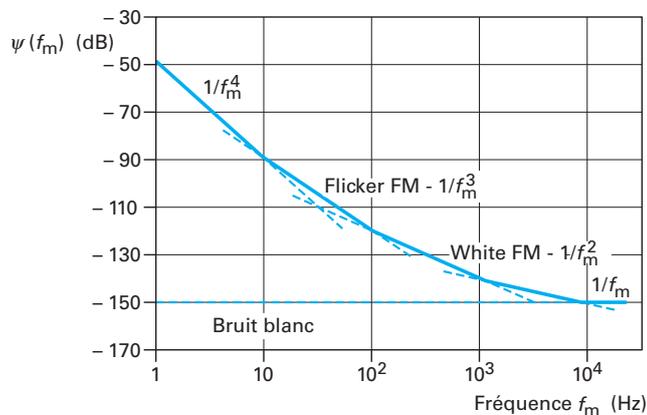


FIGURE 3.1 – Allure de la densité spectrale de bruit en  $1/f$  totale  $\Psi(f_m)$  d'un oscillateur [7]

Sur ce spectre, on distingue cinq zones, correspondant à cinq contributions au bruit différentes. Tout près de la porteuse, une zone en  $1/f_m^4$  qui correspond au bruit de génération-recombinaison en  $1/f^2$  converti en bruit de phase, et à divers bruits liés à l'environnement physique (bruit des alimentations ou vibrations par exemple). La zone en  $1/f_m^3$  correspond au bruit en  $1/f$  converti en bruit de scintillation de phase. La zone

en  $1/f_m^2$  correspond à un bruit blanc de phase. La zone en  $1/f_m$  correspond à un bruit de scintillation d'amplitude. La zone en  $f_m^0$  correspond à du bruit blanc qui comprend du bruit d'amplitude et du bruit linéaire.

### c) Mélangeur

La non linéarité du mélangeur a pour effet de transposer, dans la bande utile, des bruits se trouvant dans d'autres bandes de fréquence. Il transpose également sur le signal de sortie les bruits d'amplitude et de phase de l'oscillateur local. Un mélangeur équilibré est utilisé pour éliminer le bruit d'amplitude de l'oscillateur local. Il permet de plus d'isoler facilement l'oscillateur du signal d'entrée, et supprime les produits d'intermodulation d'ordre impair.

### d) Multiplieur de fréquence

Comme les mélangeurs, les multiplieurs de fréquence ont un bruit linéaire, lié aux pertes et au bruit propre des diodes, et un bruit non linéaire qui est à la base de la théorie des sources synthétisées. Un multiplieur de fréquence de rang  $N$  dégrade le bruit de phase d'un oscillateur de  $20\log(N)$ .

### e) Amplificateur de puissance

Cet amplificateur convertit le bruit en  $1/f$  en bruit de phase ou d'amplitude. Les différentes techniques d'amélioration de la linéarité améliorent aussi le bruit. Le bruit de phase des amplificateurs de puissance est généralement plus faible que les bruits de phase des oscillateurs car les amplificateurs de puissance sont souvent utilisés en régime linéaire. Les radars doppler à impulsions peuvent néanmoins être limités par ce type de bruit. De même les régulateurs de tension utilisés dans les systèmes électroniques présentent souvent des instabilités aux basses fréquences, qui sont responsables de bruits de phase de l'amplificateur jusqu'à des fréquences distantes de quelques mégahertz de celle du signal utile. On utilise généralement des capacités de découplage pour éviter les oscillations et isoler le circuit d'amplification du bruit de la tension d'alimentation.

### f) Synthétiseur de fréquence avec boucle à verrouillage de phase

La densité spectrale du signal de sortie recopie le bruit de la référence multiplié par  $N^2$  avec  $N$  le facteur de division du diviseur de fréquence, pour les fréquences proches de la porteuse, et recopie le bruit du VCO libre en dehors de la bande passante de la boucle. Le palier correspondant au bruit blanc de la référence multiplié par  $N^2$  est souvent masqué par des bruits supplémentaires, comme le bruit du VCO filtré par la boucle, le bruit du diviseur, ou celui du comparateur de phase.

### 3.1.3 Dispositif expérimental

Le banc de mesures de bruit aux basses fréquences du laboratoire IMS qui a été utilisé lors de ces travaux a été adapté à la caractérisation du HEMT GaN lors de la thèse de Mr. Arnaud Curutchet [15], et a évolué, au cours de ces travaux, tant au niveau logiciel pour l'acquisition des données qu'au niveau de la connectique du circuit de polarisation des HEMT. Après avoir donné le schéma général du banc, nous décrirons donc d'une part sa constitution matérielle, en précisant son domaine d'utilisation, et d'autre part son support logiciel pour le pilotage de l'instrumentation et l'acquisition des mesures. La figure 3.2 présente le schéma du dispositif de mesure de bruit aux basses fréquences des structures de test étudiées.

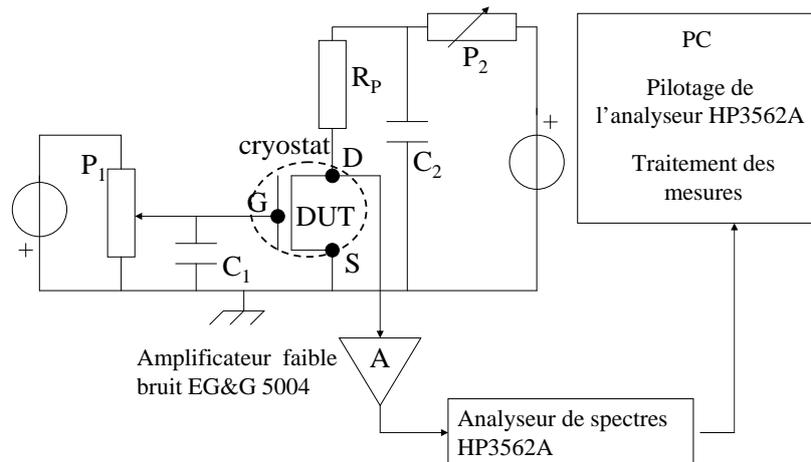


FIGURE 3.2 – Schéma du dispositif de mesure de bruit aux basses fréquences

Le composant à caractériser est placé dans un cryostat refroidi à l'azote ; la sonde de température est reliée à un contrôleur de température de type ITC4. La température du composant peut être réglée sur une plage allant de 80 à 480 K. Le circuit de polarisation de grille et de drain est alimenté par des batteries, en lieu et place d'alimentations stabilisées qui produiraient du bruit, les potentiomètres P1 et P2 permettent de régler respectivement le courant  $I_{GS}$  de grille et le courant  $I_{DS}$  de drain, et les capacités C1 et C2 sont des capacités de filtrage permettant d'affranchir les mesures du bruit des potentiomètres et des batteries.  $R_P$  est une résistance de polarisation qui doit valoir au moins trois fois la résistance équivalente  $R_{DS}$  du dispositif caractérisé pour que le bruit de la résistance de polarisation ne masque pas celui du dispositif.

Afin que le bruit extérieur au composant ne perturbe pas le dispositif de mesure, le cryostat, l'amplificateur de tension, les batteries et le circuit de polarisation sont placés dans une cage de Faraday. Pour la mesure du bruit associé au canal du HEMT, la tension  $v_S(t)$  mesurée entre drain et source est amplifiée par un amplificateur faible bruit EG&G 5184, de gain en tension  $A$  de 1000 dans sa bande passante. En aval de cet amplificateur, un analyseur de spectres HP3562A qui calcule la densité spectrale de bruit en tension du signal  $S_{v_S}(f)$  par FFT.

$$S_{v_S}(f) = A^2 \left\{ S_{e_A}(f) + \left[ \frac{R_{DS}R_P}{R_{DS} + R_P} \right]^2 \left[ S_{i_{DS}}(f) + \frac{4kT}{R_P} \right] \right\} \quad (3.6)$$

La densité spectrale de bruit en courant  $S_{i_{DS}}(f)$  qui en découle est donnée par l'expression 3.7.

$$S_{i_{DS}}(f) = \left[ \frac{R_{DS} + R_P}{R_{DS}R_P} \right]^2 \left[ \frac{S_{v_S}(f)}{A^2} - S_{e_A}(f) \right] - \frac{4kT}{R_P} \quad (3.7)$$

avec  $S_{e_A}(f)$  la densité spectrale de bruit en tension de l'amplificateur de tension,  $k$  la constante de Boltzman et  $T$  la température.

Le plancher du bruit de l'amplificateur de tension est de  $6,4 \times 10^{-19} \text{V}^2/\text{Hz}$ . Ce niveau correspond à une densité spectrale de bruit thermique en tension produit par une résistance de  $40\Omega$ .

L'acquisition des données est réalisée en deux temps. Une première acquisition est effectuée au niveau PC par une liaison série avec l'analyseur, via une interface développée avec HP VEE. Afin d'accroître l'ergonomie du traitement des mesures et d'automatiser leur modélisation, un logiciel de traitement de données a été développé sous Excel par

Arnaud Curutchet. Ce logiciel est programmé pour recalculer la densité spectrale de bruit en courant à partir de la densité spectrale de bruit en tension mesurée, en tenant compte du gain de l'amplificateur (en fonction de la fréquence), dont la caractérisation a été mise à jour. Il permet également de faire intervenir dans ce calcul la résistance drain-source dynamique calculée à partir des mesures statiques, ou bien la résistance drain-source mesurée lors de l'acquisition d'une mesure de bruit. La figure 3.3 présente une vue de l'interface qui a été exploitée d'une part pour améliorer l'efficacité du traitement des mesures, et d'autre part pour modéliser les spectres de bruit obtenus.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
1	NOM DU COMPOSANT	AEC1389_T1	Nouveau	ficheComposant	Trait BBF	ExtractSpectre	Comparison	Sauver	Options	
2	DATE MODIFICATION	16/04/2010	Ouvrir	Charger BBF	Spect Graoh	Special graph		Quitter		
3	EXPERIMENTATEUR	charlotte								
4										
5	Alimentation (V)	24	24	24	24	24	24	24	24	24
6	Rp (Ohms)	100	100	100	100	100	100	100	100	100
7	Ids (A)	0.015	0.02	0.03	0.05	0.07	0.1	0.15	0.11	0.105
8	Vds (V)	0.067	0.083	0.12	0.209	0.298	0.435	0.69	0.5	0.5
9	Vgs (V)	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.5
10	Rds 1° (Ohms)	4.46666667	4.15	4	4.18	4.25714286	4.35	4.6	4.54545455	4.76190476
11	Rds dynamique (Ohms)	5.10676197	5.10676197	5.10676197	5.39257981	5.6430224	5.92592593	7.93021412	5.92592593	6.09384522
12	Température (K)	297	297	297	297	297	297	297	297	297
13	Potar (Ohms)	1495.53333	1095.85	696	375.82	238.6	135.65	55.4	113.636364	123.809524
14	Date mesure	#####	#####	#####	#####	#####	#####	#####	#####	#####
15										
16	Nom fichier	t1541_1	t1541_2	t1541_3	t1541_4	t1541_5	t1541_6	t1541_7	t1541_8	t1541_9
17	Fréquence	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389	SidbAEC1389
18		2.77E-16	1.13E-15	4.01E-15	2.95E-14	3.30E-14	7.08E-14	9.16E-14	5.816E-14	5.0323E-14
19	1.029200527	6.32E-16	1.56E-15	4.10E-15	2.40E-14	3.79E-14	9.12E-14	1.84E-13	5.8882E-14	2.9265E-14
20	1.059253725	5.85E-16	1.31E-15	6.63E-15	6.25E-15	1.35E-14	6.88E-14	2.20E-13	8.6905E-14	6.4759E-14
21	1.090184492	5.64E-16	1.76E-15	2.59E-15	2.34E-14	1.15E-14	4.67E-14	2.38E-13	5.4306E-14	8.2215E-14
22	1.122018454	4.11E-16	1.17E-15	3.06E-15	1.64E-14	1.15E-14	6.53E-14	1.95E-13	9.4002E-14	4.9489E-14

FIGURE 3.3 – Vue de l'interface utilisateur du logiciel de traitement-modélisation développé pour l'acquisition et l'analyse des spectres de bruit mesurés

La commande "ExtractSpectre" permet d'extraire les composantes de bruit de chaque spectre. La modélisation prend en compte une composante de bruit thermique, une composante de bruit en  $1/f^{Ffe}$ , dont l'exposant  $Ffe$  peut être ajusté, et jusqu'à trois composantes de bruit de génération-recombinaison, dont l'amplitude et la fréquence de coupure sont à identifier. Le modèle complet est la somme des composantes de bruit identifiées, conformément à l'équation 3.8 [67].

$$S_{i_{DS}}(f) = \frac{4kT}{R_{DS}} + \frac{K_f}{f^{Ffe}} + \sum_0^n S_{nGR}(f) \quad (3.8)$$

avec  $k$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température,  $R_{DS}$  la résistance drain-source,  $K_f$  le niveau du bruit en  $1/f$  à 1Hz,  $Ffe$  l'exposant de la composante de bruit en excès en  $1/f$ , généralement proche de 1, et  $S_{nGR}$  la composante  $n$  de bruit de G-R,  $n$  pouvant aller de 0 à 3.

A partir de ces données, la commande "special graph" permet de calculer le niveau de la densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant, ainsi que des graphes d'Arrhenius associés aux pièges de génération-recombinaison détectés lors de l'analyse.

### 3.1.4 Description des composantes des spectres de bruit mesurés aux basses fréquences

La figure 3.4 présente un spectre de bruit en courant de drain typique d'un HEMT étudié comprenant toutes les composantes de bruit à analyser dans ces travaux, c'est à dire la composante de bruit thermique et les composantes de bruit en excès.

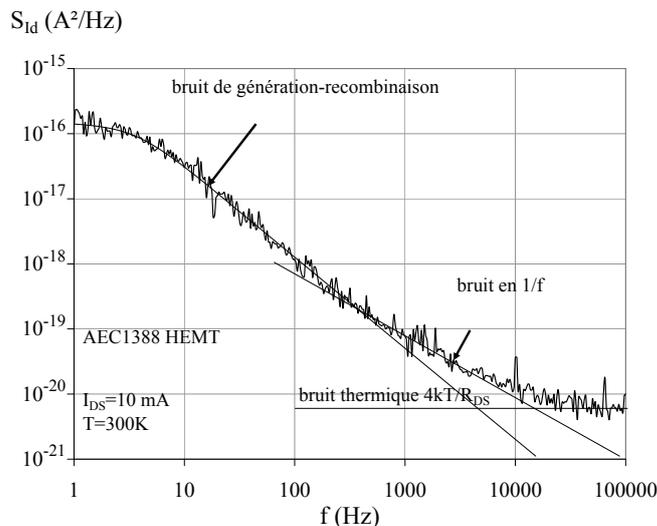


FIGURE 3.4 – Spectre de bruit en courant de drain d'un HEMT présentant toutes les composantes analysées dans ces travaux

Le bruit thermique, ou bruit blanc, résulte des déplacements aléatoires et indépendants des électrons participant à la conduction. Dans un barreau semi-conducteur de résistance  $R$ , la densité spectrale de bruit en courant est égale à  $4kT/R$ . Ce bruit est présent dans tous les dispositifs où intervient un élément dissipatif. Dans nos travaux,

cette composante a souvent été masquée par le bruit en excès.

Le bruit en excès peut impliquer deux composantes différentes, le bruit en  $1/f$ , ou "flicker noise", et le bruit de génération-recombinaison (g-r).

Le bruit en  $1/f$  est caractérisé par une évolution de sa densité spectrale en  $f^{-1}$ . Il résulte du déplacement des fluctuations de la conductivité des électrons. Il est proportionnel au carré du courant qui traverse le composant.

Le bruit de génération-recombinaison reflète les fluctuations du nombre de porteurs induites par les processus de piégeage par des centres profonds, pouvant être liés à la présence d'impuretés ou de défauts dans le réseau cristallin. Pour le canal d'un HEMT, l'expression de la densité spectrale de bruit normalisée  $S_I/I^2$  généré par un seul piège est donnée à l'équation 3.9 [71] [72].

$$\frac{S_I}{I^2} = \frac{4N_{ts}}{LWn_S^2} \frac{\tau F(1-F)}{1 + (2\pi f\tau)^2} \quad (3.9)$$

avec  $N_{ts}$  la concentration de pièges,  $L$  la longueur du canal,  $W$  sa largeur,  $n_S$  la densité de porteurs de charge,  $f$  la fréquence,  $\tau$  la constante de temps associée au niveau piège, et  $F$  la fonction de probabilité d'occupation de Fermi-Dirac.

## 3.2 Analyse du bruit aux basses fréquences dans les HEMT

Les études menées sur le bruit aux basses fréquences en courant de drain dans les HEMT des plaques AEC1388, AEC1389, et AEC1561 seront présentées dans cette partie. Les composantes de G-R détectées seront comparées et analysées, ainsi que le niveau de bruit en  $1/f$ . Précisons dès maintenant que ces mesures ont majoritairement été effectuées en régime ohmique.

### 3.2.1 Densité spectrale du bruit en courant de drain en régime ohmique

Pour commencer, nous allons comparer les spectres de bruit en courant de drain de HEMT des plaques AEC1388 et AEC1389. Nous regroupons ces résultats car l'étude statique a montré des similitudes dans le comportement des transistors étudiés. Ces HEMT ont une géométrie de  $2 \times 75\mu m$ . En effet, les spectres se superposent pratiquement.

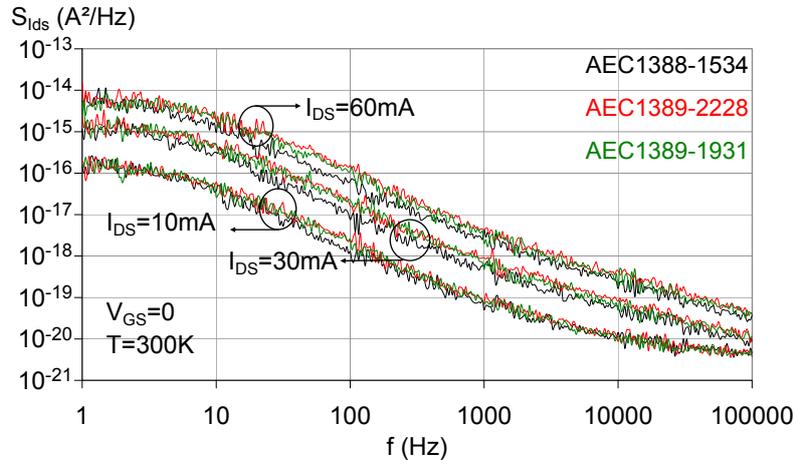


FIGURE 3.5 – Densité spectrale de bruit en courant de drain à 300K à  $V_{GS} = 0V$  de HEMT des plaques AEC1388 et AEC1389

Ces spectres présentent trois composantes principales : une composante de bruit thermique, une composante de bruit en  $1/f$  et une composante de bruit de génération-recombinaison. Le niveau de bruit thermique théorique est le même pour chaque composant présenté ici, et de  $1,4 \cdot 10^{-21} A^2/Hz$  pour  $I_{DS} = 10mA$ ,  $1,35 \cdot 10^{-21} A^2/Hz$  pour  $I_{DS} = 30mA$ , et  $1,3 \cdot 10^{-21} A^2/Hz$  pour  $I_{DS} = 60mA$ . Le niveau de bruit thermique expérimental est de  $3,5 \cdot 10^{-21} A^2/Hz$  pour  $I_{DS} = 10mA$  et  $5 \cdot 10^{-21} A^2/Hz$  pour  $I_{DS} = 30mA$ . La composante de bruit thermique est donc partiellement masquée par le bruit en excès. Les composantes de G-R semblent identiques, ainsi que le niveau de bruit en  $1/f^{Fe}$  à  $V_{GS} = 0$ . L'analyse de ces composantes sera présentée dans les paragraphes suivants.

La figure 3.6 présente des spectres de bruit en courant de drain à  $V_{GS} = 0$  de deux HEMT de la technologie AEC1561. Ces HEMT ont une géométrie de  $2 \times 75 \mu m$ .

Pour les HEMT de la technologie AlInN/GaN, le niveau de bruit thermique n'est pas atteint dans la gamme de mesure 1Hz-100kHz, et dès le courant de polarisation  $I_{DS} = 5mA$ , pour lequel le niveau de bruit thermique théorique est de  $1,8 \cdot 10^{-21} A^2/Hz$ . Aucune composante de g-r n'est détectée à priori. Les mesures effectuées en fonction de la température de la figure 3.7 montrent qu'il n'y a effectivement pas de bruit de g-r sur cette plaque.

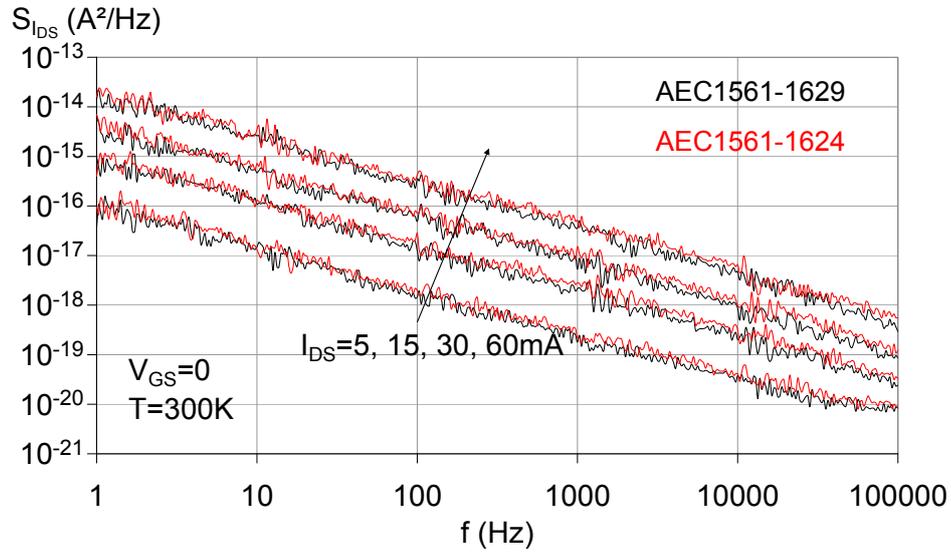


FIGURE 3.6 – Densité spectrale de bruit en courant de drain à 300K à  $V_{GS} = 0V$  de deux HEMT de la plaque AEC1561

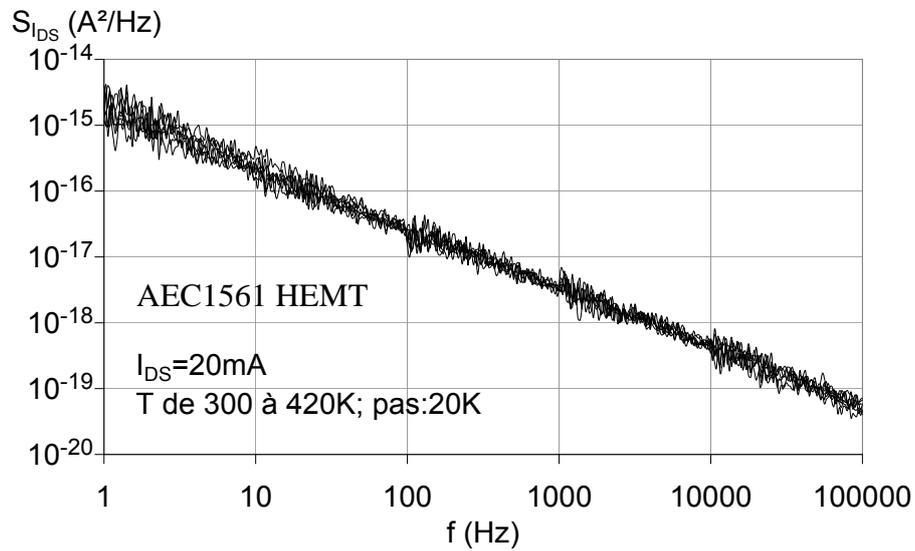


FIGURE 3.7 – Densité spectrale de bruit en courant de drain de 300 à 420 K par pas de 20 K à  $V_{GS} = 0V$  d'un HEMT de la plaque AEC1561

### 3.2.2 Caractérisation des pièges de génération-recombinaison

Les composantes de g-r détectées à 300K pour les technologies AEC1388 et AEC1389 ont été caractérisées en température afin de confirmer ou infirmer le fait qu'il s'agisse bien de composantes de g-r, et ensuite d'en extraire l'énergie d'activation des pièges associés. La figure 3.8 présente les densités spectrales de bruit en courant multipliées par la fréquence afin de mettre en évidence le décalage de la fréquence de coupure en fonction de la température, caractéristique d'une composante de bruit de g-r [71].

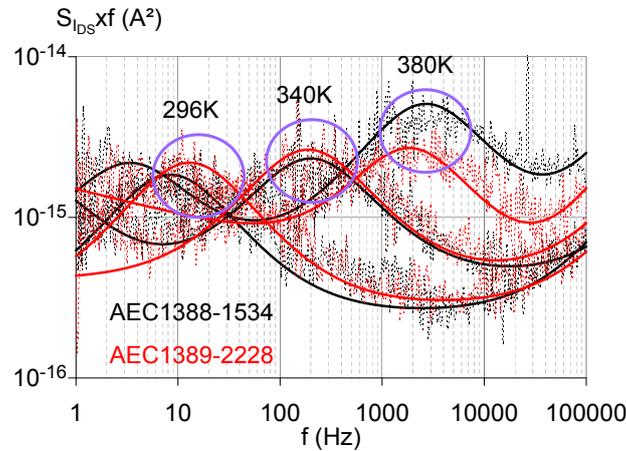


FIGURE 3.8 – Densité spectrale de bruit en courant multipliée par la fréquence pour trois températures, 296, 340 et 389 K pour un HEMT de chacune des plaques AEC1388 et AEC1389

De ces mesures, on établit le graphe d'Arrhenius pour chacun de ces HEMT en figure 3.9, qui aboutit à l'extraction de l'énergie d'activation d'un piège à  $0,57 \pm 0,05 eV$  pour la technologie AEC1389, et  $0,59 \pm 0,05 eV$  pour la technologie AEC1388 dans la gamme de température 296-400 K. La caractérisation de ces pièges, qui comprend l'énergie d'activation, la section de capture, et la densité, a montré qu'il s'agit du même piège et qu'il est localisé dans la couche AlGa<sub>N</sub> [71]. La section de capture et la densité de pièges valent respectivement  $7.10^{-15} cm^2$  et  $9.10^{15} cm^{-3}$  pour la plaque AEC1388 et  $4,5.10^{-15} cm^2$  et  $7,3.10^{15} cm^{-3}$  pour la plaque AEC1389.

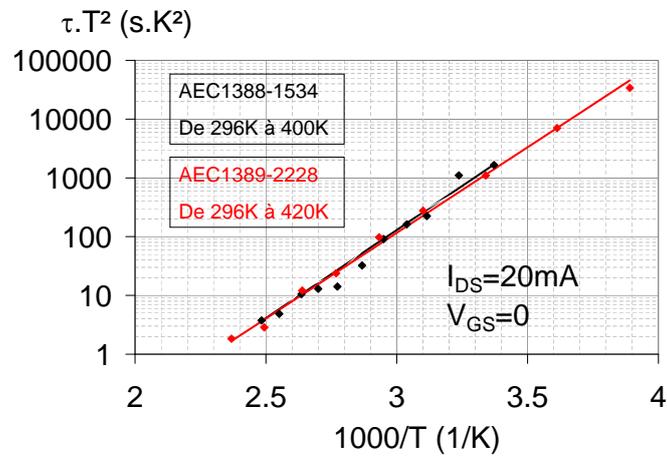


FIGURE 3.9 – Graphe d'Arrhenius identifiant l'énergie d'activation d'un piège de chacune des plaques AEC1388 et AEC1389

### 3.2.3 Analyse des niveaux de bruit en 1/f

Pour plusieurs HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu\text{m}$  des technologies AEC1388, AEC1389, et AEC1561, les composantes de bruit en 1/f ont été extraites des spectres présentés précédemment. La figure 3.10 permet la comparaison de niveaux de bruit en 1/f normalisés.

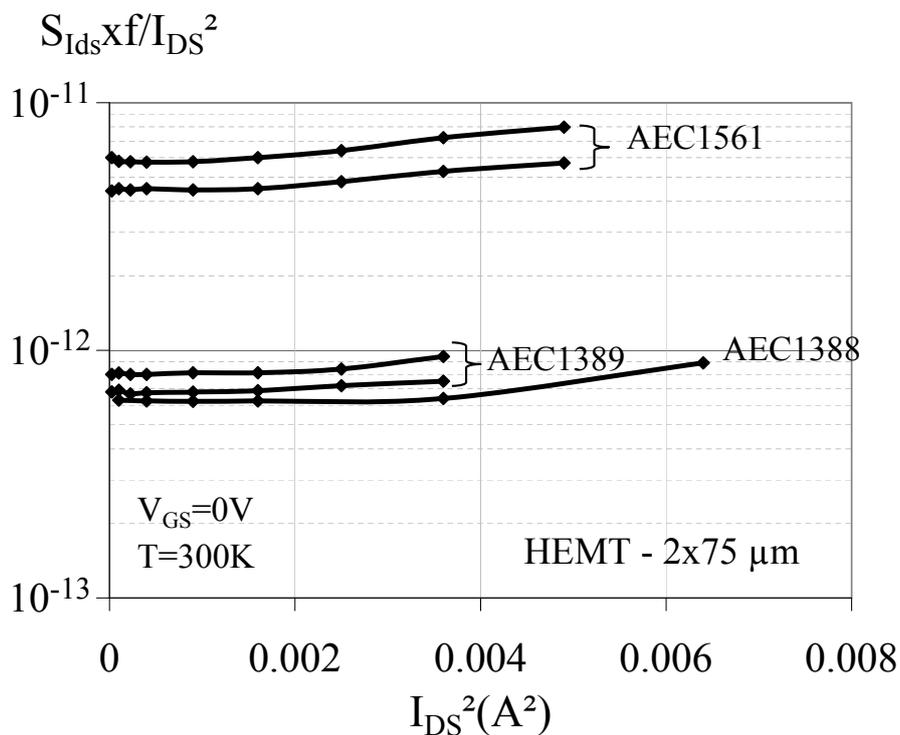


FIGURE 3.10 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K des HEMT des plaques AEC1388, AEC1389, et AEC1561

Le bruit en  $1/f$  des HEMT de la plaque AEC1561 est supérieur à celui des HEMT des plaques à base d'AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> d'une décade, ce qui peut sembler contradictoire avec les performances statiques présentées par la technologie AlInN/Ga<sub>N</sub>, performances meilleures que les HEMT de technologie AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, comme nous l'avons montré au chapitre 2. En effet le niveau de bruit en  $1/f$  est un facteur de mérite représentatif de la qualité d'une technologie. La qualité cristallographique du semi-conducteur est de qualité moindre sur la technologie AlInN/Ga<sub>N</sub>. Donc les performances obtenues sur la technologie AlInN/Ga<sub>N</sub> sont certes meilleures, mais en deçà des potentialités de cette technologie. Une étude sur des structures TLM et GTLM est nécessaire pour localiser l'origine physique des fluctuations de conductivité représentées par le niveau de bruit en  $1/f$ .

### 3.3 Modélisation des sources de bruit dans les HEMT

Le bruit en  $1/f$  est prépondérant dans les transistors à effet de champ, et est utilisé comme un facteur de mérite traduisant la qualité des composants issus des filières technologiques émergentes, et un outil d'évaluation de leur fiabilité. A ce titre, nous avons développé une méthode de modélisation du bruit en  $1/f$ , basée sur l'extraction de paramètres issus des mesures, et qui permet une évaluation précise du niveau de bruit normalisé de ces filières.

Historiquement, le bruit en  $1/f$  est modélisé dans la zone de fonctionnement ohmique des HEMT par deux modèles complémentaires ; le modèle de Mac Worther et le modèle de Hooge. Dans ces deux modèles, le bruit en  $1/f$  est associé aux fluctuations de la conductivité  $\sigma = qn\mu$  du matériau semi-conducteur sous test. Dans le cas du modèle de MacWorther, les fluctuations de la conductivité ont pour origine les fluctuations du nombre de porteurs de charges [73]. Dans le cas du modèle de Hooge, elles ont pour origine les fluctuations de la mobilité [74].

Le modèle de Hooge a été largement utilisé, notamment par Rumyantsev et al [75] [76]. Dans ce modèle, la densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant est inversement proportionnelle au nombre total de porteurs  $N$  se déplaçant dans le canal. Elle est exprimée selon l'équation 3.10 [67].

$$\frac{S_{Id}}{I_{DS}^2} = \frac{\alpha_H}{Nf} \quad (3.10)$$

avec  $\alpha_H$  le paramètre de Hooge caractéristique de la technologie,  $N = L_{DS}^2/(q\mu_0 R_{DS})$  le nombre de porteurs,  $L_{DS}$  la distance drain-source,  $R_{DS}$  la résistance drain-source,  $I_{DS}$  le courant drain-source, et  $f$  la fréquence, et  $\mu_0$  la mobilité des porteurs. Ce modèle s'applique en régime ohmique, et le paramètre de Hooge est déduit des mesures de bruit en courant de drain pour une polarisation de grille  $V_{GS} = 0$ .

#### 3.3.1 Modélisation des sources de bruit en $1/f$ dans une structure TLM

Dans un HEMT, les sources de bruit prépondérantes sont localisées dans le canal et les contacts ohmiques. Ainsi, si le bruit des contacts ohmiques masque le bruit du canal, l'extraction du paramètre de Hooge est impossible. En effet, le formalisme de Hooge

s'applique au matériau semi-conducteur dans lequel circule les porteurs de charge. C'est pourquoi il est important de caractériser au préalable des structures TLM ou GTLM, pour déterminer la source de bruit prédominante dans un HEMT de la même technologie. La méthode de modélisation permettant de résoudre cette problématique est expliquée dans cette section.

Les structures TLM ont été utilisées pour déterminer si le bruit en  $1/f$  d'un composant provient en majorité des contacts ohmiques ou du canal. Il s'agit de quantifier le bruit en  $1/f$  provenant des contacts ohmiques pour le soustraire au bruit en  $1/f$  mesuré sur les HEMT, afin d'évaluer le bruit provenant du canal.

Dans un premier temps, les mesures de bruit en courant d'un TLM issu de la plaque KQ031 et d'un TLM issu de la plaque AEC1388 sont traitées afin d'extraire un niveau moyen de la composante de bruit en  $1/f$ . Dans un second temps, le modèle tenant compte des sources de bruit que sont le canal et les contacts ohmiques est décrit et mis en application pour déterminer la contribution de chacune d'elles au bruit en  $1/f$  global mesuré.

La figure 3.11 présente la densité spectrale de bruit en courant à 300 K d'un TLM de distance entre contacts  $L = 10\mu m$  pour chacune des technologies KQ031 et AEC1388 pour des courants de 5 et 10 mA. Sur les spectres figurent également la densité spectrale simulée par le logiciel de traitement-modélisation des mesures de bruit. Les mesures ont été effectuées en régime ohmique.

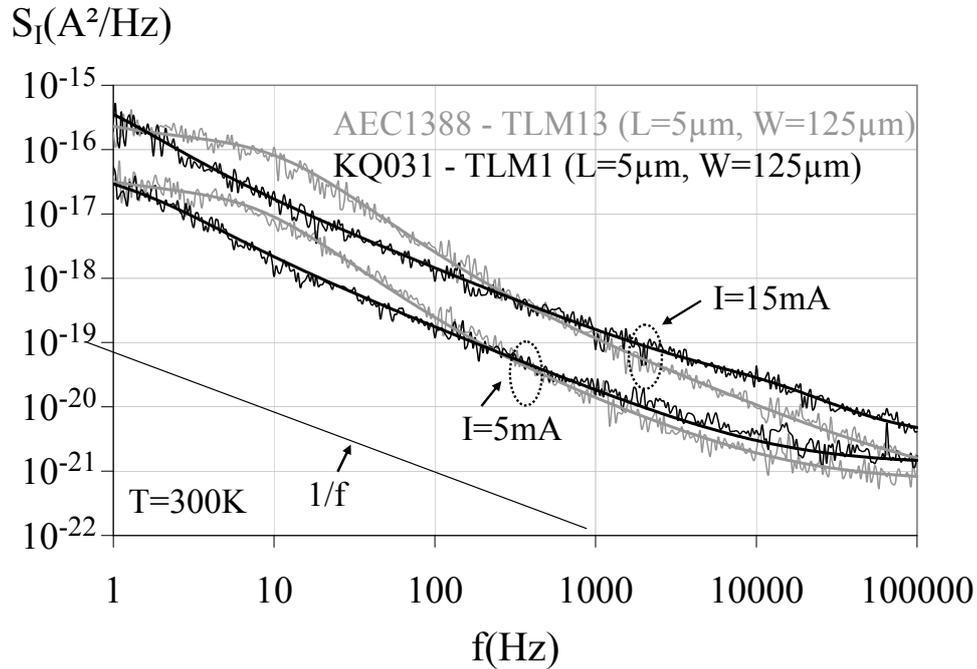


FIGURE 3.11 – Densité spectrale de bruit en courant d’une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 pour une distance entre contacts de  $10\mu m$  et des courants de 5 et 15 mA à 300K

Sur ces spectres, le bruit thermique des deux TLM est presque totalement masqué par le bruit en excès. Le TLM de la plaque KQ031 ne présente donc qu’une composante de bruit en  $1/f$ , tandis que le TLM de la plaque AEC1388 présente une composante de bruit en  $1/f$  et une composante de bruit de g-r, dont la caractérisation est présentée en section 3.2.2. Dans cette partie, il n’est question que de bruit en  $1/f$ .

L’étape suivante consiste à représenter la densité spectrale de bruit en courant en  $1/f$  normalisée au carré du courant à 1Hz en fonction du courant au carré pour chaque dimension de TLM pour lequel la densité spectrale de bruit en courant a été mesurée.

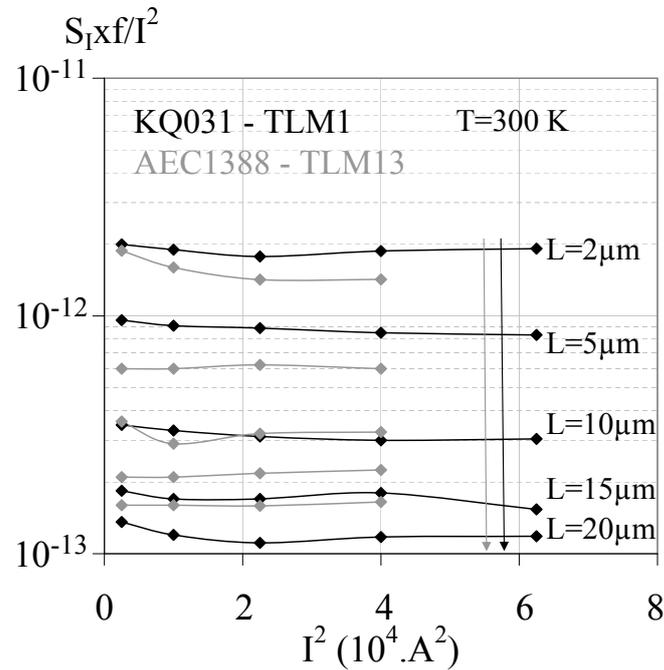


FIGURE 3.12 – Densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d’une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 pour chaque distance entre contacts ( $L=2, 5, 10, 15, 20 \mu m$ )

Il est remarquable que le niveau moyen de bruit en  $1/f$  soit équivalent pour les technologies étudiées pour les distances entre contacts inférieures à  $5 \mu m$ . En revanche, pour les distances supérieures à  $10 \mu m$  le bruit en  $1/f$  de la plaque AEC1388 est supérieur à celui de la plaque KQ031. Du graphe 3.12, on peut déduire le graphe de la figure 3.13, où le niveau moyen de bruit en  $1/f$  normalisé est représenté en fonction de la distance entre contacts.

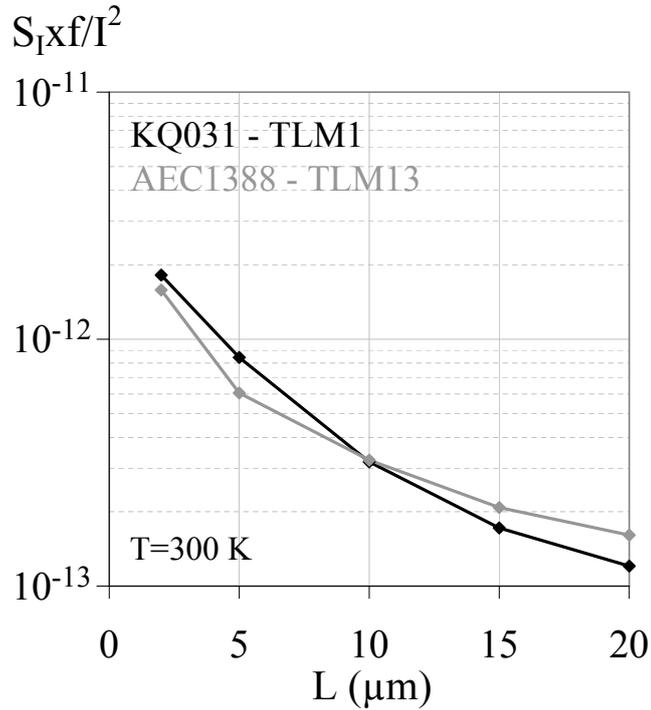


FIGURE 3.13 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d'une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388

Ces données ont été ensuite modélisées afin de déterminer avec précision la part du bruit en courant en  $1/f$  provenant du canal et la part provenant des contacts ohmiques [77]. Le schéma 3.14 présente une vue en coupe d'une structure TLM, avec les sources de bruit associées, le canal et les contacts ohmiques.

L'étude des TLM a été effectuée en établissant l'hypothèse que les sources de bruit associées aux couches AlGa $\text{N}$  et Ga $\text{N}$  sont négligeables devant le bruit des contacts ohmiques et du canal. En effet, le confinement des porteurs dans le puits de potentiel fait que sous l'action d'un champ électrique leur déplacement est concentré essentiellement dans le canal. De plus, les résultats ont été traités en faisant l'hypothèse que le bruit dans le canal est équitablement distribué, ce qui implique que le paramètre de Hooge  $\alpha_H$  est constant dans le canal pour un  $V_{GS}$  donné, ainsi que le niveau de bruit de G-R normalisé.

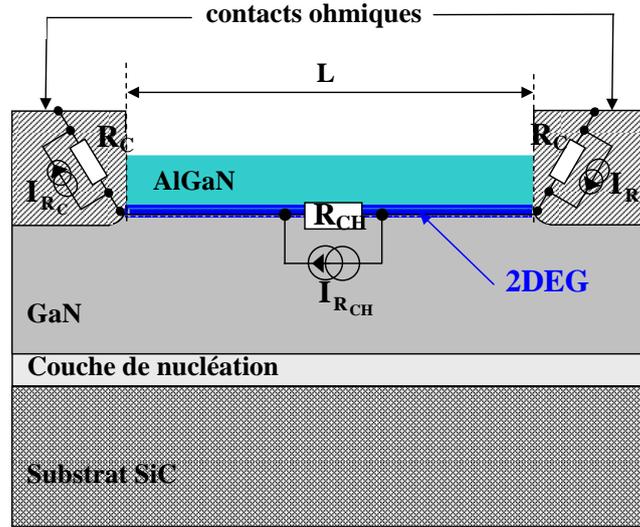


FIGURE 3.14 – Vue schématique en coupe longitudinale d'une structure TLM, et des sources de bruit associées

L'équation 3.11 donne l'expression de la densité spectrale de bruit en courant normalisée en tenant compte des sources de bruit non corrélées :  $S_{R_{CH}}(f)$  associée au canal, et  $S_{R_C}(f)$  associée aux contacts ohmiques [78] .

$$\frac{S_I(f)}{I^2} = \frac{S_{RTLM}(f)}{R_{TLM}^2} = \frac{2S_{R_C}(f) + S_{R_{CH}}(f)}{(2R_C + R_{CH})^2} \quad (3.11)$$

Le bruit en  $1/f$  du canal est exprimé par le formalisme de Hooge, représenté par l'équation 3.10, tandis que pour modéliser le bruit en  $1/f$  des contacts ohmiques, nous introduisons le paramètre  $K_C$ . L'équation 3.11 devient alors 3.12, dans laquelle  $f$  est la fréquence,  $R_{CH}$  est la résistance du canal,  $R_C$  est la résistance d'un contact ohmique,  $\alpha_{CH}$  et  $\mu_{CH}$  sont respectivement le paramètre de Hooge et la mobilité des porteurs dans le canal du composant, et  $q$  est la charge électronique.

$$\frac{S_I(f)}{I^2} = \frac{1}{f} \frac{1}{(R_{CH} + 2R_C)^2} \left[ K_C(2R_C)^3 + q\alpha_{CH}\mu_{CH} \frac{R_{CH}^3}{L^2} \right] \quad (3.12)$$

Ce modèle peut être décomposé en deux termes distincts, un terme associé aux contacts ohmiques  $[S_I(f)/I^2]_C$  (éq. 3.13), et un terme associé au canal  $[S_I(f)/I^2]_{CH}$  (éq. 3.14).

$$\left[ \frac{S_I(f)}{I^2} \right]_C = \frac{1}{f} \frac{K_C(2R_C)^3}{(R_{CH} + 2R_C)^2} \quad (3.13)$$

$$\left[ \frac{S_I(f)}{I^2} \right]_{CH} = \frac{1}{f} \frac{1}{(R_{CH} + 2R_C)^2} q\alpha_{CH}\mu_{CH} \frac{R_{CH}^3}{L^2} \quad (3.14)$$

Si  $R_{CH} \gg 2R_C$ , et c'est le cas si les contacts ohmiques sont de bonne qualité,  $R_{TLM} \propto R_{CH}$ . De plus en sachant que  $R_{CH} = L/(W_C\sigma) = L/(W_Cqn_S\mu_{CH}) \propto L$ , nous pouvons établir des relations de proportionnalité entre chacun des termes définis en 3.13 et 3.14 et la distance entre contacts  $L$ , avec  $n_S$  la concentration de porteurs dans le canal de la structure TLM.

$$\left[ \frac{S_I(f)}{I^2} \right]_C \approx \frac{K_C(2R_C)^3}{f} \frac{1}{R_{CH}^2} \approx \frac{K_C(2R_C)^3}{f} \frac{(qn_S\mu_{CH})^2}{L^2} \quad (3.15)$$

$$\left[ \frac{S_I(f)}{I^2} \right]_{CH} \approx \frac{q\alpha_{CH}\mu_{CH}}{f} \frac{R_{CH}}{L^2} \approx \frac{q\alpha_{CH}\mu_{CH}}{f} \frac{L}{W_Cqn_S\mu_{CH}L^2} \approx \frac{\alpha_{CH}}{f} \frac{1}{W_Cn_SL} \quad (3.16)$$

Nous retrouvons ici les résultats des travaux de Rumyantsev [75] et de Vitusevich [79] au sujet des structures TLM, qui ont montré que si le bruit en  $1/f$  normalisé est proportionnel à  $1/L^2$ , il est généré par les contacts ohmiques, tandis que s'il est proportionnel à  $1/L$ , il est généré par le canal. En effet, la résistance du canal est proportionnelle à  $L$ . Les graphes de la figure 3.15 présentent la densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant, mesurée et modélisée par l'équation 3.12. Les contributions propres du canal et des contacts ohmiques y figurent également.

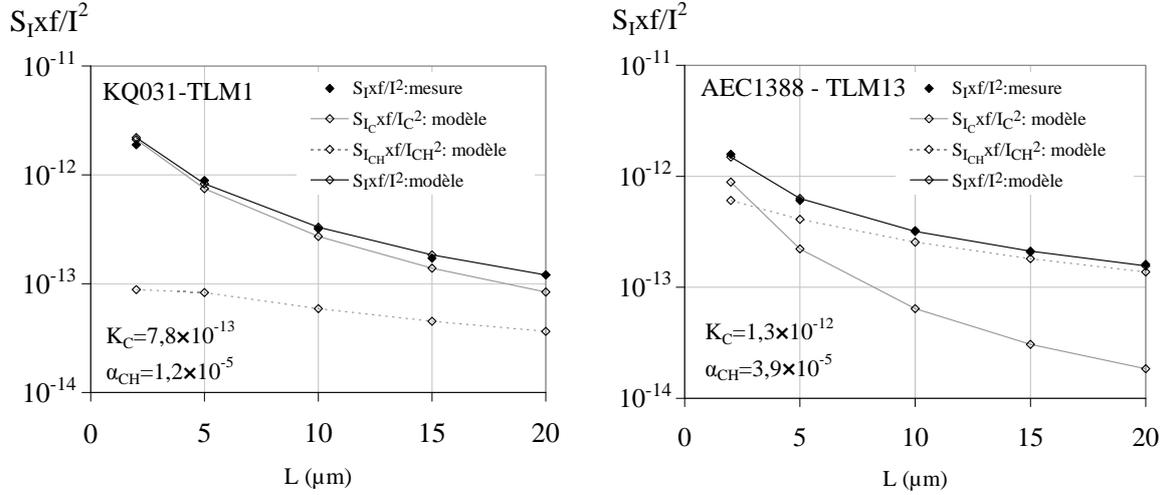


FIGURE 3.15 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d’une structure TLM de chacune des technologies KQ031 et AEC1388 : mesures, modèle  $S_{R_{TLM}}(f)/R_{TLM}^2$ , contribution du canal  $[S_I(f)/I^2]_{CH}$  et contribution des contacts ohmiques  $[S_I(f)/I^2]_C$

Sur ces graphes, nous pouvons remarquer qu’en deçà de  $5\mu m$ , ce sont les contacts ohmiques qui sont associées à la source de bruit prédominante. La source de bruit prédominante de la plaque KQ031 est localisée dans les contacts ohmiques pour toutes les distances entre contacts. La caractérisation du bruit de G-R a montré qu’aucun piège n’était actif dans le canal dans la gamme 1Hz-100kHz, contrairement à ce qui a été détecté sur la plaque AEC1388. Cela entraîne moins de fluctuations de conductivité dans le canal, et donc un paramètre de Hooge plus faible, dont la valeur est donnée sur la figure 3.15. De plus, la résistance de contact  $R_C$  de la plaque KQ031 est deux fois plus forte que celle de la plaque AEC1388. Ainsi, cela renforce le résultat de la modélisation, qui permet de localiser les fluctuations de conductivité dans les zones d’accès aux contacts ohmiques pour la plaque KQ031. Le calcul révèle que pour des distances  $L$  supérieures à  $20\mu m$  le bruit du canal accroît sa contribution au bruit en  $1/f$  global. En revanche le TLM de la plaque AEC1388 présente une contribution des contacts ohmiques dominante pour  $L < 3\mu m$ , et au-delà, le canal devient la source de bruit dominante. Le modèle ainsi appliqué a pu permettre le calcul du paramètre de Hooge de chacune des technologies,  $1,2 \times 10^{-5}$  pour la technologie KQ031, et  $3,9 \times 10^{-5}$  pour la technologie AEC1388. Les valeurs du paramètre de modélisation  $K_C$  associé aux contacts ohmiques sont respective-

ment  $7,8 \times 10^{-13}$  pour la plaque KQ031 et  $1,3 \times 10^{-12}$  pour la plaque AEC1388.

### 3.3.2 Modélisation des sources de bruit dans une structure GTLM

L'étude que nous venons de décrire a été complétée par une étude similaire réalisée sur des structures GTLM pour dissocier les sources de bruit associée au canal sous la grille et aux zones semi-conductrices hors grille. Pour ce faire, nous avons caractérisé des structures GTLM de distances entre contacts ohmiques équivalentes à celles des structures TLM étudiées. Ainsi le bruit en  $1/f$  des contacts ohmiques caractérisé dans la partie précédente a pu être soustrait au bruit en  $1/f$  global de la structure GTLM correspondante [77].

Dans le chapitre 2, l'étude statique des PCM a montré que les extractions des valeurs de résistance des contacts ohmiques des structures TLM et GTLM équivalentes n'aboutissaient pas aux mêmes résultats. Une différence d'un Ohm environ est non négligeable compte tenu de l'ordre de grandeur de ces valeurs, d'environ 4 à 5  $\Omega$ .

Une vérification a été effectuée pour s'assurer qu'une structure GTLM, lorsque la grille est flottante et lorsque  $V_{GS} = 0V$ , se comporte de la même manière qu'une structure TLM de même géométrie, tant que le dispositif est polarisé en régime ohmique (figure 2.12).

La figure 3.16 présente les densités spectrales de bruit en courant d'un TLM et d'un GTLM de géométrie équivalente de  $15\mu m$  de la plaque KQ031, à  $V_{GS} = 0$  en régime ohmique, pour des courants de 5 mA, puis de 10 à 40 mA par pas de 10 mA. Ces spectres se superposent, ce qui traduit le fait qu'en régime ohmique, les propriétés de transport des électrons dans le canal sont identiques dans les structures TLM et GTLM dans le cas où la grille du GTLM est flottante et à  $V_{GS} = 0$ .

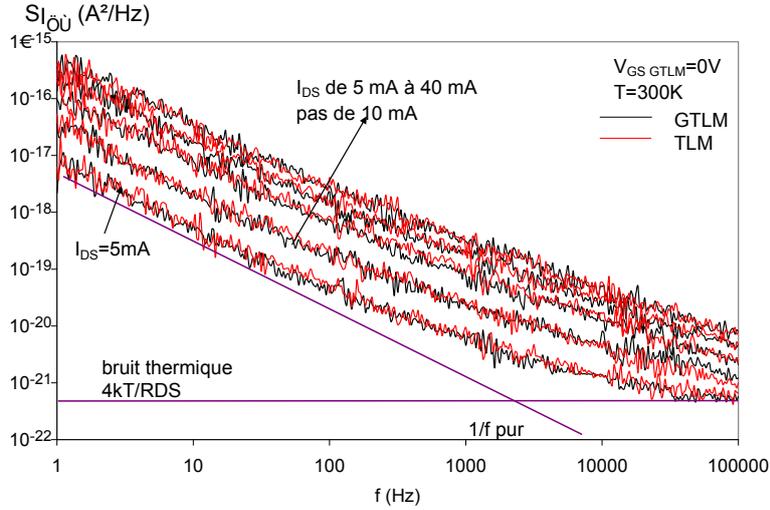


FIGURE 3.16 – Densité spectrale de bruit en courant d’une structure TLM et d’une structure GTLM de la technologie KQ031 pour une distance entre contacts de  $15\mu m$  et des courants allant de 5 à 40 mA à 300K

Ces spectres permettent d’établir le graphe de la figure 3.17, sur lequel nous pouvons comparer les niveaux normalisés au carré du courant des densités spectrales de bruit en  $1/f$  en courant du TLM et de la structure GTLM à  $V_{GS} = 0V$ . Ces niveaux sont pratiquement identiques. Par conséquent il sera possible de vérifier et de valider l’extraction des paramètres  $K_C$  et  $\alpha_{CH}$  issus du bruit de la structure TLM, et de l’appliquer à la modélisation du bruit du GTLM correspondant, les deux structures générant des niveaux de bruit équivalents.

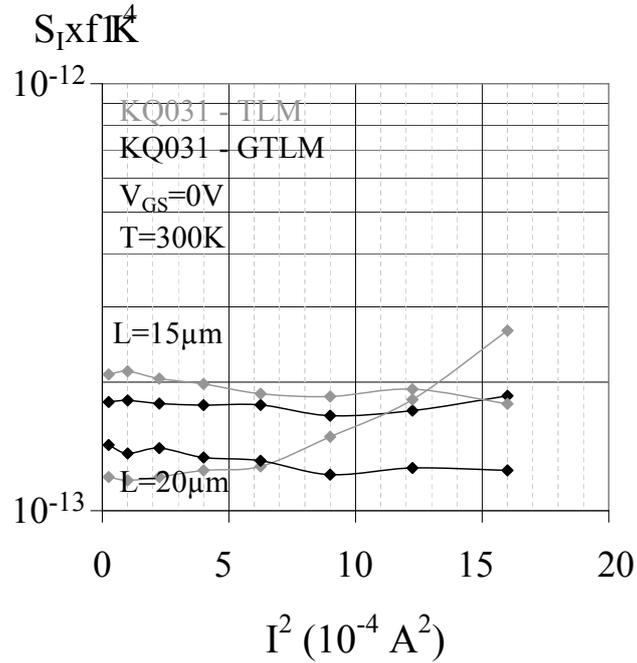


FIGURE 3.17 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d’une structure TLM et d’une structure GTLM issus de la plaque KQ031 pour une distance entre contacts de  $15\mu m$

A partir de ces données, nous pouvons comparer les densités spectrales de bruit en  $1/f$  en courant normalisées au carré du courant en régime ohmique en fonction de la distance entre contacts des deux structures TLM et GTLM. C’est ce qui est représenté sur la figure 3.18. Nous pouvons également comparer les paramètres  $K_C$  et  $\alpha_{CH}$  du modèle pour les deux structures TLM et GTLM étudiées.

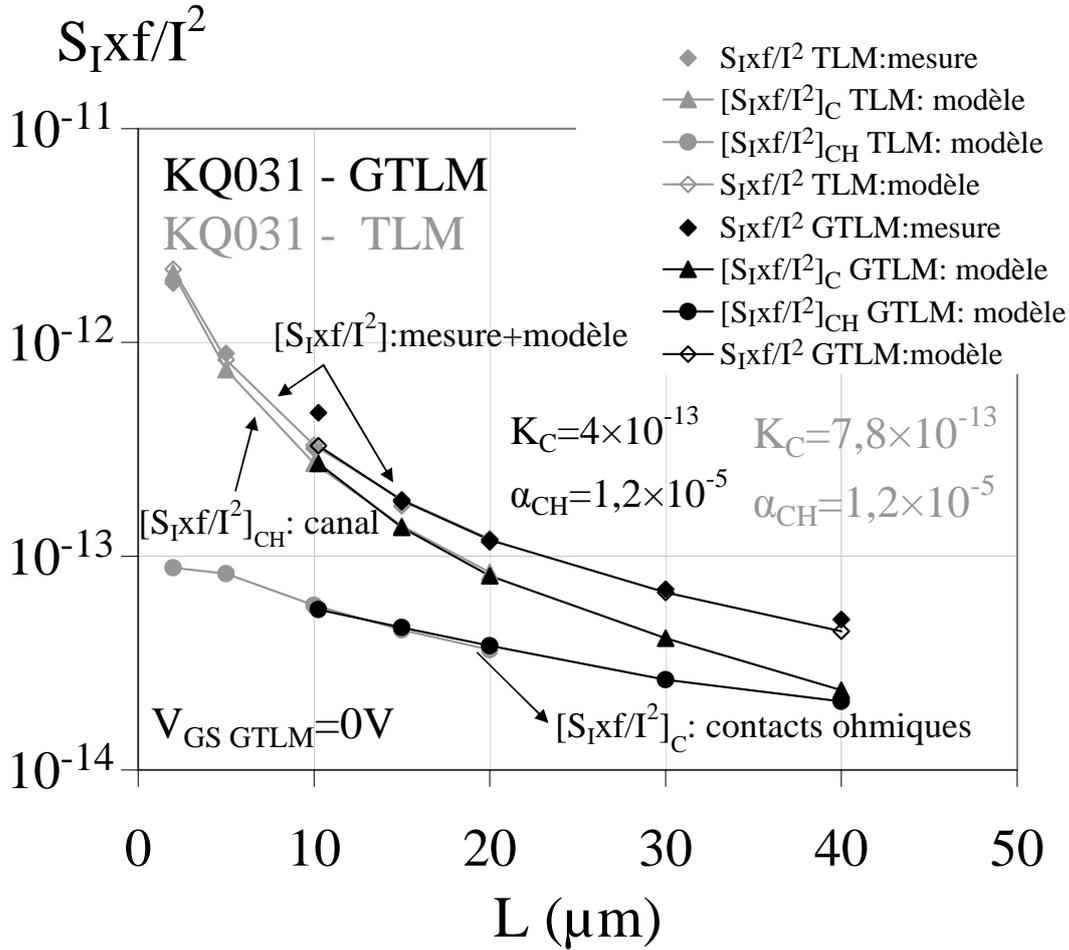


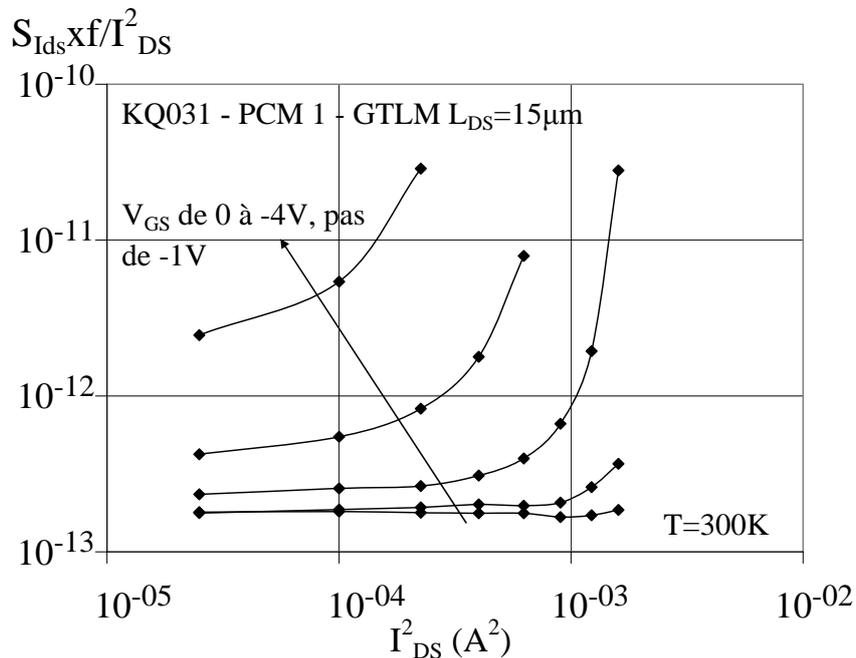
FIGURE 3.18 – Densité spectrale de bruit moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d’une structure TLM et d’une structure GTLM à  $V_{GS} = 0V$  de la technologie KQ031 : mesures, modèle, contribution du canal  $[S_I(f)/I^2]_{CH}$  et contribution des contacts ohmiques  $[S_I(f)/I^2]_C$

Sur la technologie KQ031, la source prédominante du bruit en  $1/f$  est localisée dans les contacts ohmiques. Le paramètre  $K_C$  lié aux contacts ohmiques est pratiquement identique pour les deux structures, ainsi que le paramètre de Hooge. La contribution du canal au bruit global est minoritaire pour de faibles distances entre contacts. De plus la structure GTLM qui a des dimensions entre contacts plus élevées, présente des contributions au bruit des contacts ohmiques et du canal équivalentes pour une distance inter-électrode de  $40\mu\text{m}$ .

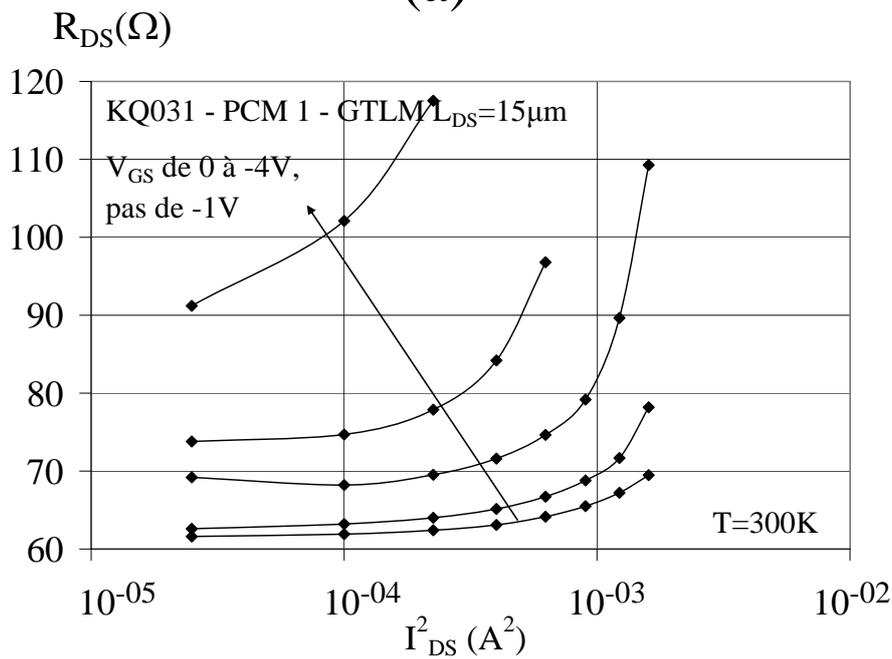
En résumé, le dépôt de la grille n’influence pas les propriétés du canal, lorsque le

composant est polarisé en régime ohmique à  $V_{GS} = 0$ . Cela a été vérifié par des mesures statiques, mais également par les mesures de bruit aux basses fréquences en courant de drain. Par conséquent le bruit des contacts ohmiques peut donc être extrait à partir des structures GTLM selon la méthode présentée dans la partie précédente, sous une polarisation de grille nulle. Dans ces travaux, dans la mesure où la résistance des contacts ohmiques est faible et avec une différence d'  $1\Omega \pm 0, 2\Omega$  entre les structures TLM et GTLM (tableau 2.6), il est préférable d'effectuer toute l'étude à partir de structures GTLM.

L'étape suivante de la méthode consiste à effectuer une série de mesures de bruit en courant de drain sur le GTLM pour différentes polarisations de grille. La figure 3.19 (a) présente la densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré pour différentes polarisation de  $V_{GS}$ . La figure 3.19(b) présente la résistance entre contacts ohmiques associée à chaque mesure de bruit en fonction du courant au carré.



(a)



(b)

FIGURE 3.19 – Densité spectrale de bruit en 1/f en courant normalisée au carré du courant (a) et résistance drain-source (b) en fonction du courant au carré à 300K pour différentes valeurs de  $V_{GS}$  d'une structure GTLM de la technologie KQ031

Sur cette figure, on observe que lorsque la résistance drain-source commence à augmenter, le composant ne fonctionne plus plus en régime ohmique. La densité spectrale de bruit en  $1/f$  normalisée augmente également. C'est ce réseau de densités spectrales de bruit en courant qui sera à présent modélisé.

Le schéma en coupe de la figure 3.20 présente la section du canal d'une structure GTLM avec les sources de bruit à caractériser, qui sont associées aux résistances des contacts ohmiques  $R_C$ , à la résistance du canal située sous la grille  $R_{CH}$ , et aux résistances des zones semi-conductrices situées de part et d'autre de la grille  $R_{SG}$  et  $R_{GD}$ .

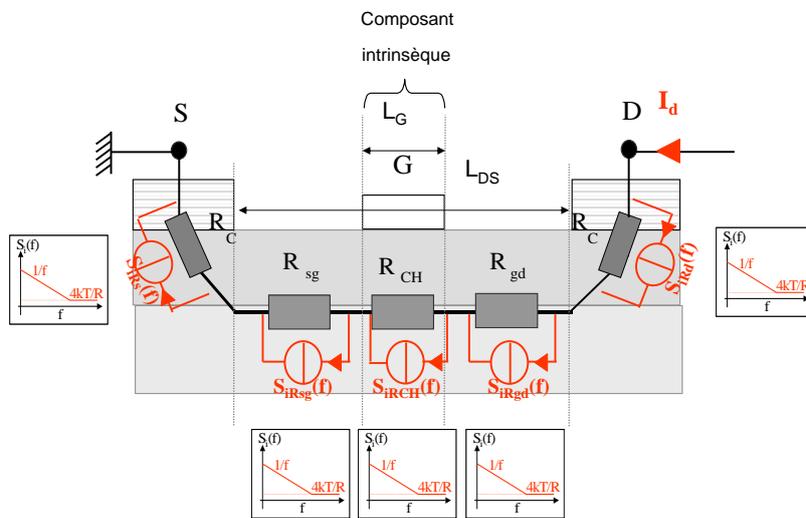


FIGURE 3.20 – Schéma en coupe d'une structure GTLM et son modèle de bruit en courant de drain

La première partie de la méthode a permis d'extraire le bruit généré par les résistances des contacts ohmiques sans polarisation de grille du bruit total mesuré. Dans cette partie, il s'agira maintenant de déterminer la part du bruit provenant de la zone située sous la grille et celle provenant des zones semi-conductrices hors grille.

Selon ce modèle, la résistance drain-source est exprimée équation 3.17, dans laquelle  $R_S = R_{SG} + R_{GD}$ .

$$R_{DS} = 2R_C + R_{SG} + R_{GD} + R_{CH} = 2R_C + R_S + R_{CH} \quad (3.17)$$

L'équation 3.18 présente le modèle d'association des sources de bruit en série qui apparaissent sur la figure 3.20. Dans cette équation, on retrouve le paramètre de modélisation

de la contribution des contacts ohmiques  $K_C$ ;  $\alpha_S \mu_S = K_S$  est le paramètre de modélisation associé aux zones semi-conductrices non recouvertes par la grille, et  $\alpha_{CH} \mu_{CH} = K_{CH}$  est le paramètre de modélisation associé au canal intrinsèque.

$$\frac{S_I(f)}{I^2} = \frac{1}{f R_{DS}^2} \left[ K_C (2R_C)^3 + q \alpha_S \mu_S \frac{R_S^3}{(L_{DS} - L_G)^2} + q \alpha_{CH} \mu_{CH} \frac{R_{CH}^3}{L_G^2} \right] \quad (3.18)$$

La figure 3.21 présente la densité spectrale de bruit en 1/f en courant normalisée au carré du courant à  $V_{GS} = 0V$  de la structure GTLM étudiée, d'écart entre contacts  $L = 15\mu m$ , de la plaque KQ031. La grille des structures GTLM étudiées est centrée dans l'espace drain-source. Le calcul est effectué avec l'hypothèse que le canal est uniforme en régime ohmique, et que la mobilité des porteurs est constante dans tout le canal. C'est pourquoi le canal est modélisé en trois zones identiques. Ainsi, la résistance du canal intrinsèque  $R_{CH}$  est donc calculée avec  $(R_{DS} - 2R_C)/3$ , et  $R_S = R_{DS} - 2R_C - R_{CH}$ . Le paramètre  $K_C$  du terme associé au bruit des contacts ohmiques est confirmé et affiné par rapport à l'extraction représentée figure 3.18, en sachant que la source de bruit prédominante de ces composants est localisée dans les contacts ohmiques. Les paramètres  $K_{CH} = \alpha_{CH} \mu_{CH}$  et  $K_S = \alpha_S \mu_S$  sont égaux et calculés avec  $\alpha_{CH}$  extrait précédemment, de valeur  $1,2 \times 10^{-5}$ , et  $\mu_0$  la mobilité calculée pour le PCM étudié,  $1400 cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ . Le calcul de la mobilité des électrons dans le canal d'une structure PCM est réalisé à partir de la caractéristiques  $R = f(L)$  statique.

En résumé pour le modèle à  $V_{GS} = 0$  :

- $K_C = 3,8 \times 10^{-13}$ ;
- $\alpha_S = \alpha_{CH} = 1,2 \times 10^{-5}$ ;
- $\mu_S = \mu_{CH} = 1400 cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ ;
- $K_{CH} = \mu_{CH} \alpha_{CH} = 1,68 \times 10^{-2}$ ;
- $K_S = \mu_S \alpha_S = 1,68 \times 10^{-2}$ .

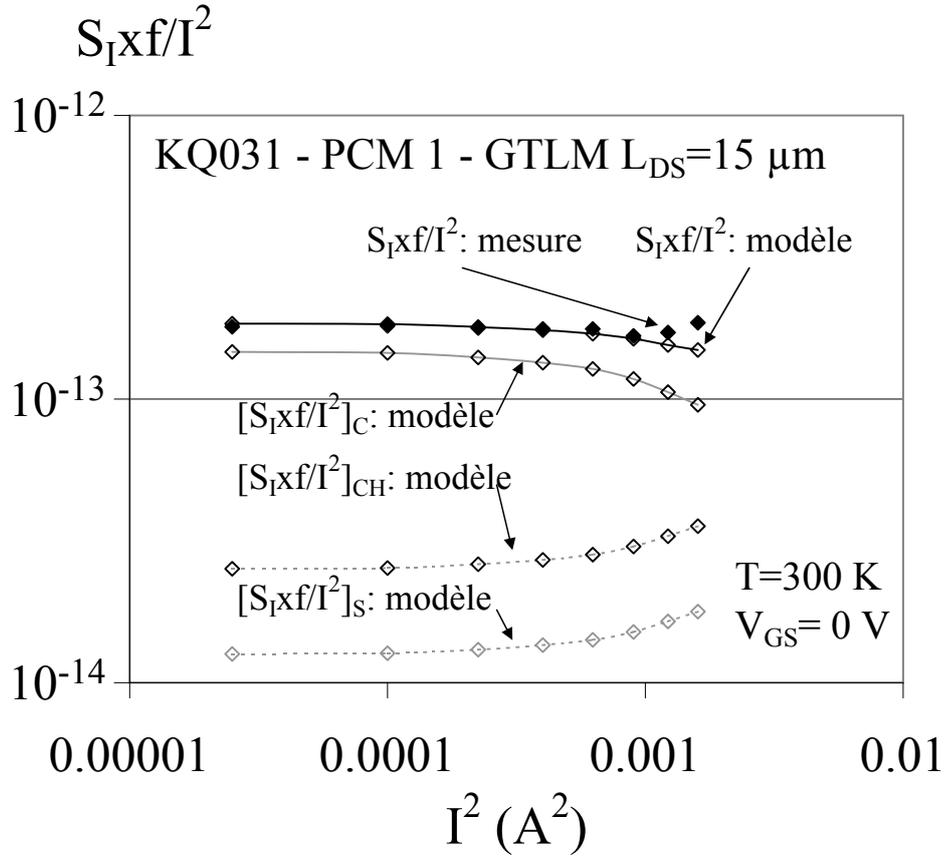


FIGURE 3.21 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d’une structure GTLM à  $V_{GS} = 0V$  : mesures, modèle  $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque  $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille  $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques  $[S_I \times f/I^2]_C$

Pour une polarisation de grille nulle, la répartition des contributions au bruit est cohérente avec le comportement mis en évidence sur le graphe 3.18.

Grâce à cela, la densité spectrale de bruit en  $1/f$  a été modélisée pour chaque polarisation de grille, en utilisant les paramètres  $K_C$  et  $K_S$  extraits à  $V_{GS} = 0$  pour chaque polarisation de grille à modéliser. L’hypothèse émise pour cela est que le paramètre  $K_S$  varie de manière négligeable par rapport au paramètre  $K_{CH}$ , compte tenu du fait que le champ électrique est le plus fort dans la zone de canal recouverte par la grille.

Compte tenu de cette hypothèse, la résistance des zones du canal non recouvertes par la grille est la même pour toutes les polarisations de grille qu’à  $V_{GS} = 0$ . Ainsi la

résistance de canal intrinsèque  $R_{CH}$  est calculée à partir de la mesure de la résistance drain-source  $R_{DS}$  et de  $R_S$ ,  $R_{CH} = R_{DS} - R_S$ . Enfin le paramètre  $K_{CH}$  permet d'ajuster le modèle et la mesure, la mobilité des électrons dans le canal n'étant pas connue.

La figure 3.22 présente le détail de la modélisation effectuée sur la structure GTLM de la plaque KQ031 avec une polarisation de grille  $V_{GS} = -2V$ .

En résumé pour le modèle à  $V_{GS} = -2V$  :

- $K_C = 3,8 \times 10^{-13}$  ;
- $K_S = \mu_S \alpha_S = 1,68 \times 10^{-2}$  ;
- $K_{CH} = \mu_{CH} \alpha_{CH} = 7 \times 10^{-2}$ .

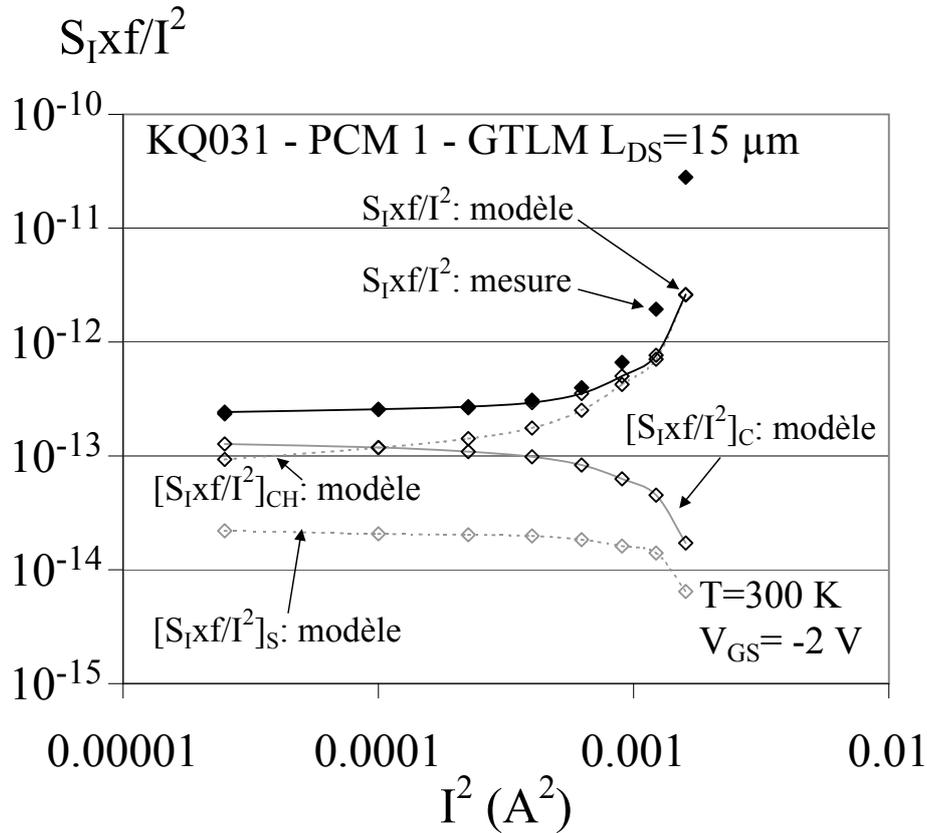


FIGURE 3.22 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d’une structure GTLM à  $V_{GS} = -2V$  : mesures, modèle  $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque  $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille  $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques  $[S_I \times f/I^2]_C$

Ce graphe montre que en régime ohmique la source de bruit prédominante est localisée dans les contacts ohmiques et dans le canal intrinsèque de manière équivalente. Pour des points de polarisation proches du régime de saturation, la source de bruit prédominante tend à être localisée dans le canal, et ce comportement se confirme en régime de saturation. En régime de saturation le modèle de Hooge n’est plus valable,  $S_I$  n’est plus proportionnel à  $I^2$ . Néanmoins le modèle tend à suivre le comportement de la mesure. Nous en concluons que lorsque le composant ne fonctionne plus en régime ohmique, la source de bruit localisée dans le canal devient de plus en plus prédominante.

La figure 3.23 présente les densités spectrales de bruit modélisées pour chaque pola-

risation de grille. Plus le canal est pincé, plus la source de bruit prédominante est localisée dans la zone du canal située sous la grille, et le comportement observé en régime de saturation est confirmé par l'étude pour des polarisations grille-source proche du pincement. En effet plus la polarisation de grille augmente (vers le pincement), plus la source de bruit localisée dans le canal devient prédominante, et de plus la zone de fonctionnement ohmique est réduite.

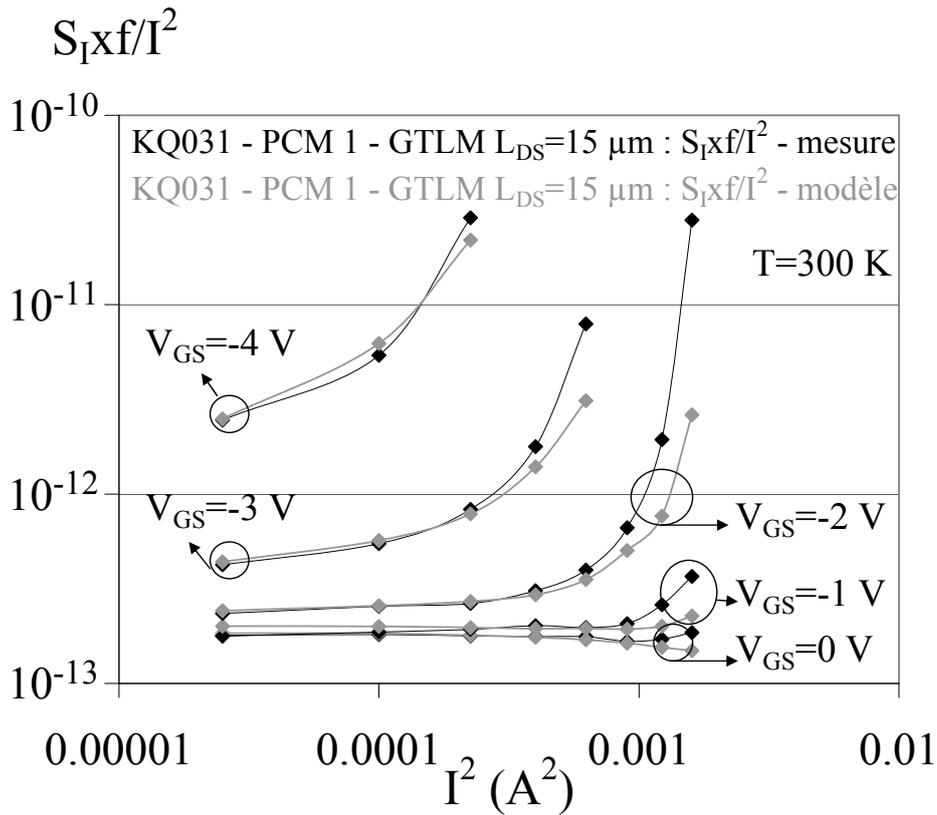


FIGURE 3.23 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d’une structure GTLM à différents  $V_{GS}$ ,  $S_I \times f / I^2$  : mesures, modèle

La méthode générale de modélisation des sources de bruit en  $1/f$  dans les structures TLM et GTLM est représentée de manière schématique dans les organigrammes des figures 3.24 et 3.25.

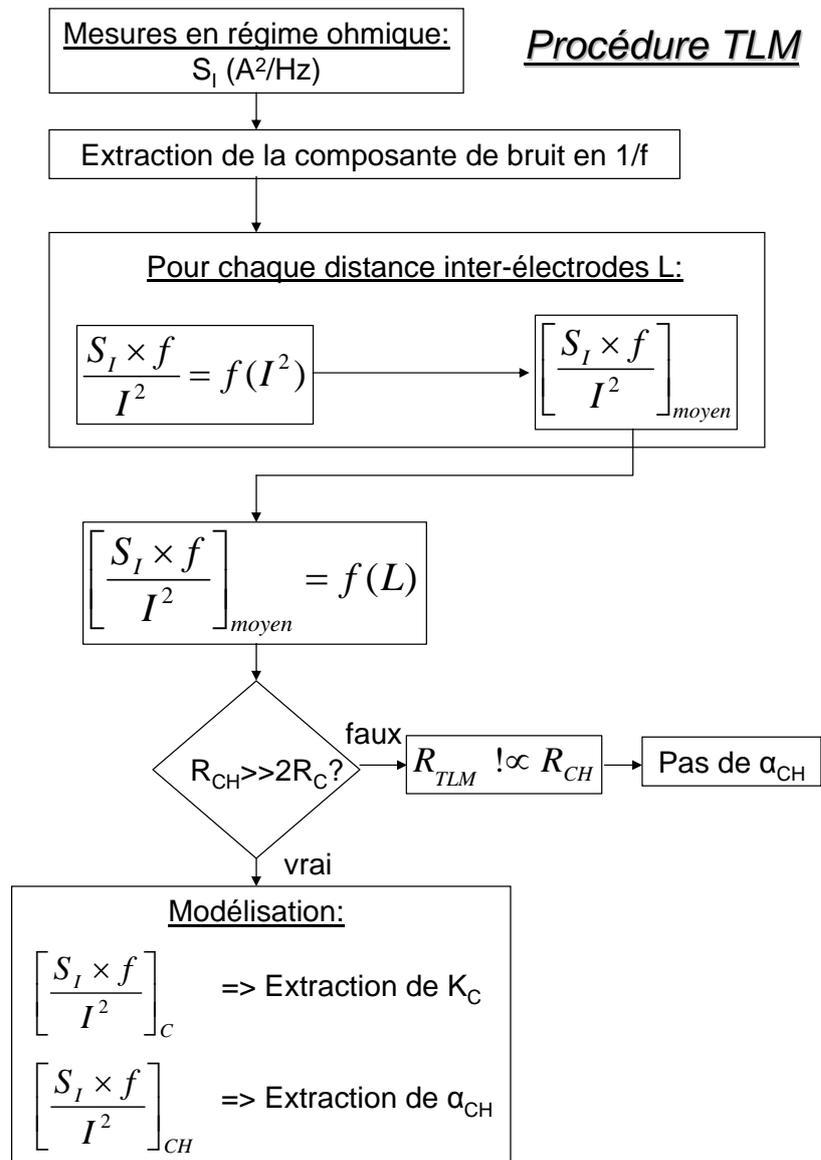


FIGURE 3.24 – Procédure de modélisation des sources de bruit en 1/f dans une structure TLM

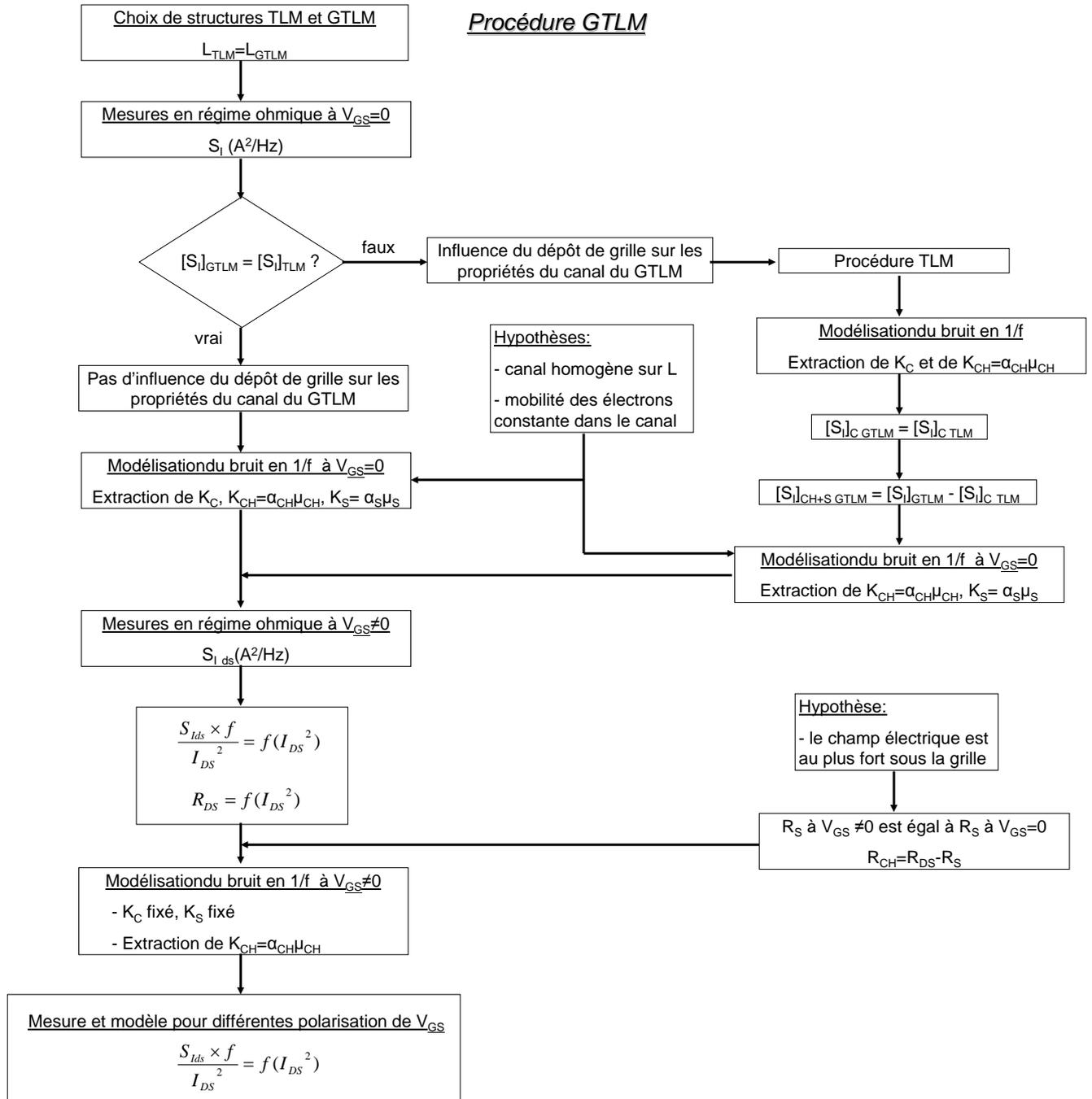


FIGURE 3.25 – Procédure de modélisation des sources de bruit en 1/f dans une structure GTLM

### 3.3.3 Application de la méthodologie de modélisation des sources de bruit du HEMT à la technologie AEC1388

La méthode de caractérisation et de modélisation des sources de bruit vue en section précédente (3.3.2) a été appliquée à une structure GTLM de la technologie AEC1388. L'étude du bruit en courant aux basses fréquences menée sur des structures TLM de cette plaque a montré que pour  $L > 3\mu\text{m}$ , la source de bruit prédominante est localisée dans le canal.

La première étape consiste à vérifier que sous une polarisation de grille nulle et en régime ohmique, le dépôt de grille de la structure GTLM n'influence pas les mesures de bruit en courant de drain. Cela a été vérifié par des mesures statiques, et également par les mesures de bruit en courant de drain. Ainsi la figure 3.26 présente les densités spectrales de bruit en courant d'un TLM et d'un GTLM de géométrie équivalente de  $15\mu\text{m}$  de la plaque AEC1388, à  $V_{GS} = 0$  en régime ohmique, pour un courant de 5 mA, puis de 10 et 20 mA.

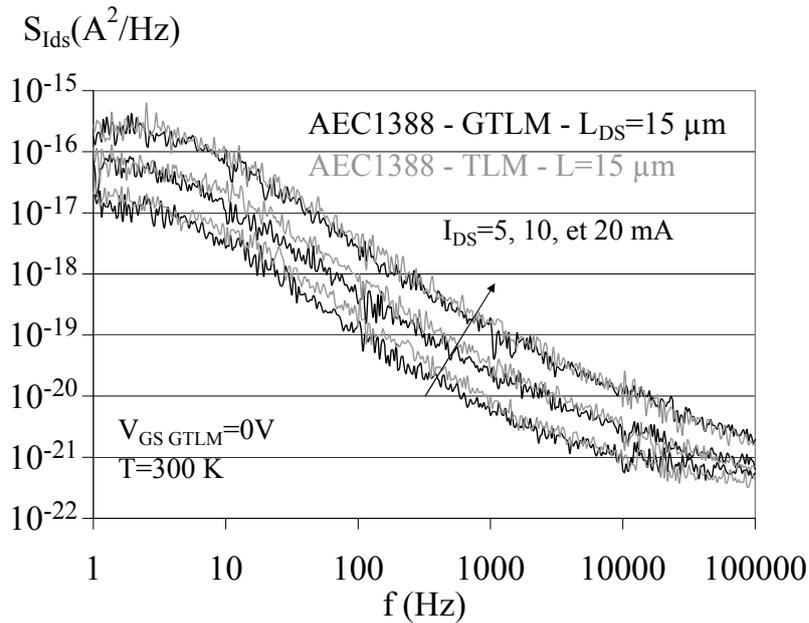


FIGURE 3.26 – Densité spectrale de bruit en courant d'une structure TLM et d'une structure GTLM de la technologies AEC1388 pour une distance entre contacts de  $15\mu\text{m}$  et un courant de 5, 10, et 20 mA à 300K

Ces spectres permettent d'établir le graphe de la figure 3.27, sur lequel nous pouvons

comparer les niveaux moyens des densités spectrales de bruit en courant, la grille de la structure GTLM étant polarisée à 0 V. Ces niveaux sont pratiquement identiques. Comme pour le cas de la plaque KQ031 il est possible d'utiliser le paramètre  $K_C$  issu de la modélisation de la structure TLM dans le cadre de la modélisation de la structure GTLM.

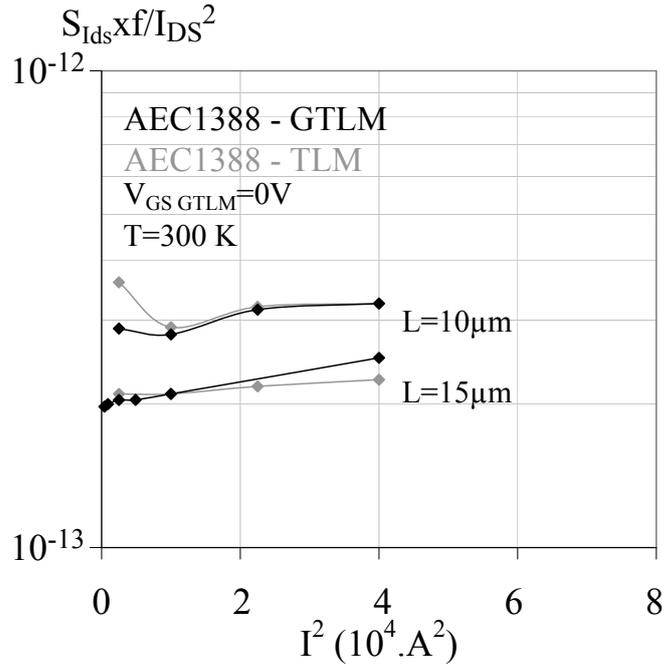


FIGURE 3.27 – Densité spectrale de bruit en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure TLM et d'une structure GTLM issue de la plaque AEC1388 pour une distance entre contacts de  $15 \mu m$

Comparons maintenant les densités spectrales de bruit moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts des structures TLM et GTLM de la plaque AEC1388. Ainsi elles sont représentées sur la figure 3.28, et les paramètres du modèle,  $K_C$  et  $\alpha_{CH}$ , sont comparés.

Sur la technologie AEC1388, la source prédominante de bruit en  $1/f$  est localisée dans le canal au delà d'une distance entre contacts ohmiques de  $3 \mu m$  environ. Le paramètre de Hooge caractérisé sur la structure TLM est confirmé ici par la caractérisation et la modélisation des composantes de bruit de la structure GTLM sous polarisation de grille nulle et en régime ohmique. Le paramètre  $K_C$  est également du même ordre de grandeur, et affiné pour la structure GTLM, à  $2 \times 10^{-12}$ .

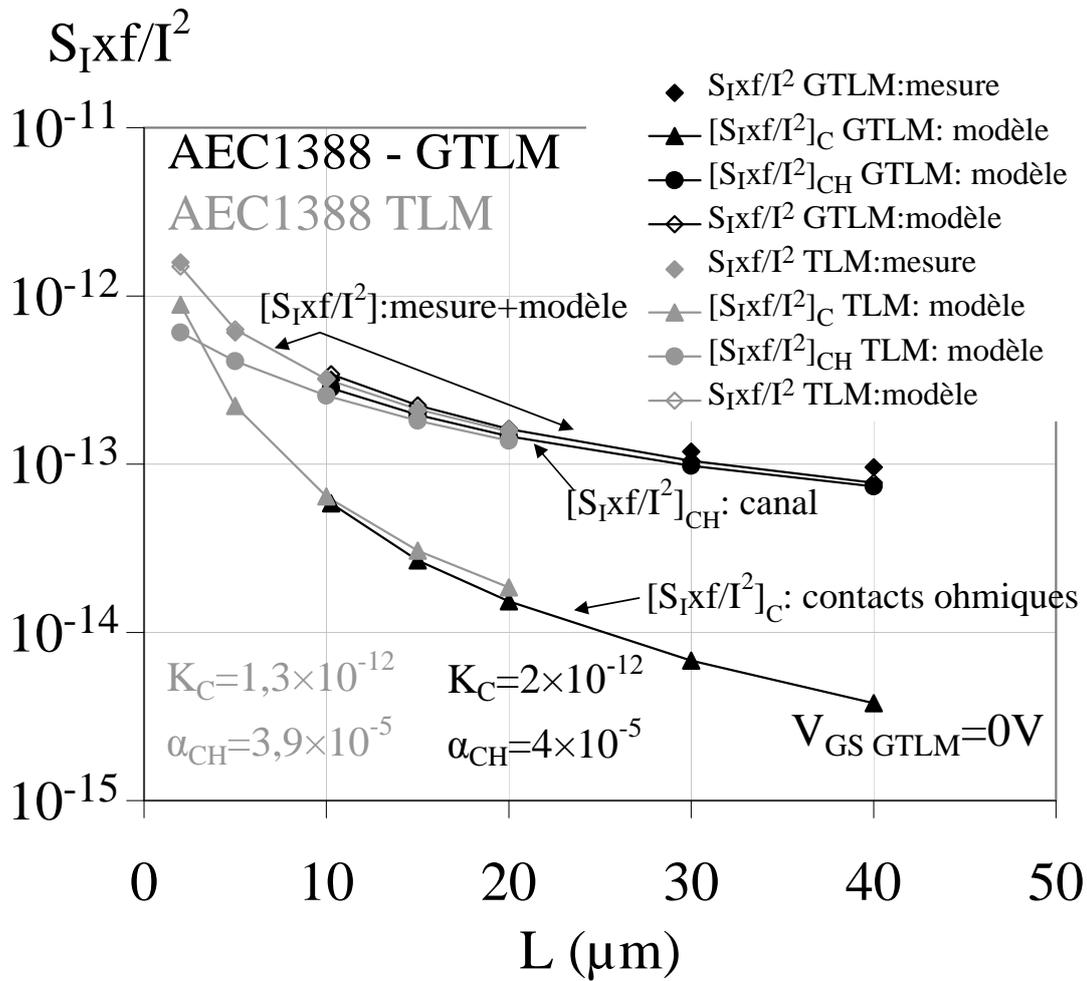
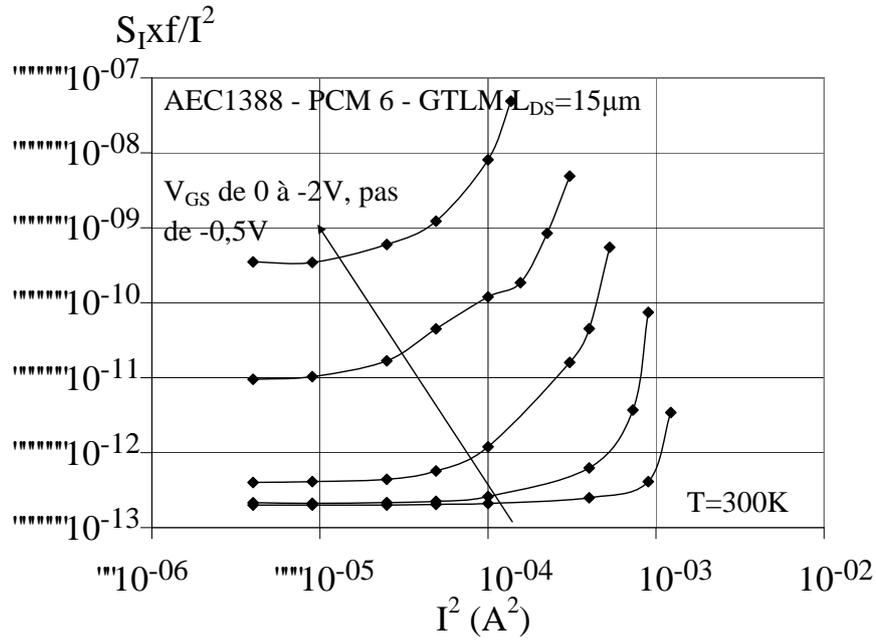


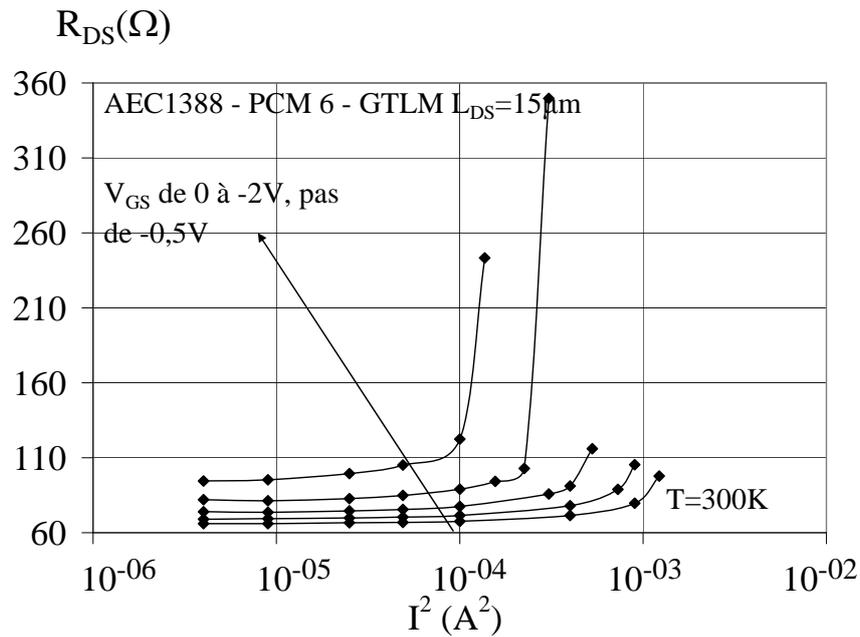
FIGURE 3.28 – Densité spectrale de bruit moyenne en courant normalisée au carré du courant en fonction de la distance entre contacts à 300K d’une structure TLM et d’une structure GTLM à  $V_{GS} = 0V$  de la technologie AEC1388 : mesures, modèle  $S_{RTLM}(f)/R_{TLM}^2$ , contribution du canal  $S_{RCH}(f)/R_{CH}^2$  et contribution des contacts ohmiques  $2S_{RC}(f)/R_C^2$

Cette étude montre qu'il est préférable d'utiliser la résistance de contact et le niveau de bruit en  $1/f$  des contacts issus de la structure GTLM caractérisée en régime ohmique à  $V_{GS}$  nul.

L'étape suivante de la méthode consiste à effectuer une série de mesures de bruit en courant de drain sur le GTLM pour différentes polarisations de grille. La figure 3.19 (a) présente la densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant, en fonction du courant au carré pour différentes polarisation de  $V_{GS}$ . La figure 3.19(b) présente la résistance entre contacts ohmiques associée à chaque mesure de bruit en fonction du courant au carré.



(a)



(b)

FIGURE 3.29 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant (a) et résistance drain-source (b) en fonction du courant au carré à 300K pour différentes valeurs de  $V_{GS}$  d'une structure GTLM de la technologie AEC1388

Comme pour le GTLM KQ031, à une augmentation de la résistance drain-source correspond une augmentation du niveau de bruit en  $1/f$ , traduisant le passage du régime ohmique au régime de saturation. En régime ohmique, plus la polarisation grille-source est proche du pincement, plus la résistance drain-source augmente, ainsi que le niveau de bruit. La méthode de modélisation présentée au paragraphe 3.3.2 permet de localiser la source de bruit en excès mesurée pour chaque polarisation  $V_{GS}$ .

L'étude commence par la modélisation de la densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant à  $V_{GS} = 0V$  de la structure GTLM étudiée, d'écart entre contacts  $L = 15\mu m$ . La figure 3.30 présente la mesure de la densité spectrale pour différentes tensions de polarisation drain-source (en régime ohmique et en début de régime de saturation) et la modélisation associée à ces points de mesure.

L'hypothèse formulée au paragraphe précédent pour le calcul de la résistance du canal intrinsèque et de la résistance des zones non recouvertes par la grille est conservée. La modélisation présentée figure 3.28 a montré que la source de bruit prédominante est localisée dans le canal si  $L > 3\mu m$ . C'est le cas pour cette structure GTLM.

Contrairement à ce qui a été observé, le paramètre  $K_C$  du terme associé au bruit des contacts ohmiques est confirmé par rapport à l'extraction représentée figure 3.28. Pour cette technologie la source de bruit prédominante est localisée dans le canal. Les paramètres  $K_{CH} = \alpha_{CH}\mu_{CH}$  et  $K_S = \alpha_S\mu_S$  sont égaux et calculés avec  $\alpha_{CH}$  ajusté ici à la valeur de  $3,5 \times 10^{-5}$ , et  $\mu_0$  la mobilité calculée pour le PCM étudié,  $1035 \text{ cm}^2.V^{-1}.s^{-1}$ .

En résumé pour le modèle à  $V_{GS} = 0$  :

- $K_C = 2 \times 10^{-12}$  ;
- $\alpha_S = \alpha_{CH} = 3,5 \times 10^{-5}$  ;
- $\mu_S = \mu_{CH} = 1035 \text{ cm}^2.V^{-1}.s^{-1}$  ;
- $K_{CH} = \mu_{CH}\alpha_{CH} = 3,6 \times 10^{-2}$  ;
- $K_S = \mu_S\alpha_S = 3,6 \times 10^{-2}$ .

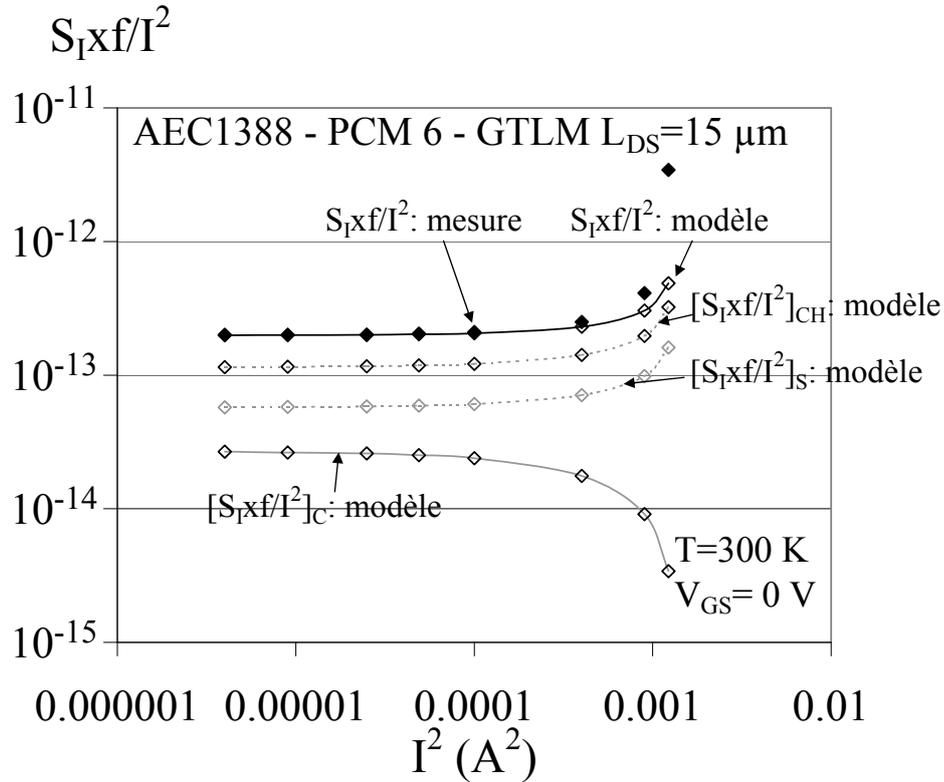


FIGURE 3.30 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à  $V_{GS} = 0V$  : mesures, modèle  $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque  $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille  $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques  $[S_I \times f/I^2]_C$

Pour une polarisation de grille nulle, la répartition des contributions au bruit est cohérente avec le comportement mis en évidence sur le graphe 3.28.

Grâce à cela, la densité spectrale de bruit en  $1/f$  a été modélisée pour chaque polarisation de grille, en utilisant les paramètres  $K_C$  et  $K_S$  extraits à  $V_{GS} = 0$  pour chaque polarisation de grille à modéliser. L'hypothèse émise pour cela est que le paramètre  $K_S$  varie de manière négligeable par rapport au paramètre  $K_{CH}$ , compte tenu du fait que le champ électrique est le plus fort dans la zone de canal recouverte par la grille.

Compte tenu de cette hypothèse, la résistance des zones du canal non recouvertes par la grille est la même pour toutes les polarisations de grille qu'à  $V_{GS} = 0$ . Ainsi la résistance de canal intrinsèque  $R_{CH}$  est calculée à partir de la mesure de la résistance

drain-source  $R_{DS}$  et de  $R_S$ ,  $R_{CH} = R_{DS} - R_S$ . Enfin le paramètre  $K_{CH}$  permet d'ajuster le modèle et la mesure, la mobilité n'étant pas connue.

La figure 3.31 présente le détail de la modélisation effectuée sur la structure GTLM de la plaque AEC1388 avec une polarisation de grille  $V_{GS} = -0,5V$ .

En résumé pour le modèle à  $V_{GS} = -0,5V$  :

- $K_C = 2 \times 10^{-12}$ ;
- $K_S = \mu_S \alpha_S = 3,6 \times 10^{-2}$ ;
- $K_{CH} = \mu_{CH} \alpha_{CH} = 3,6 \times 10^{-2}$ .

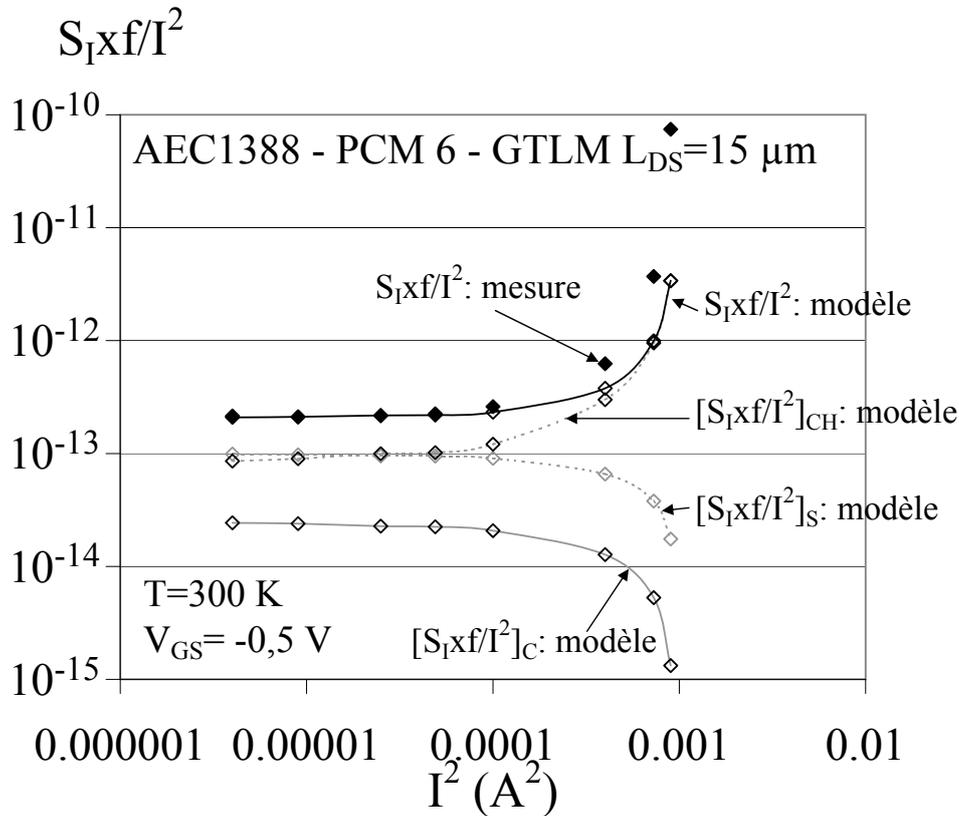


FIGURE 3.31 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à  $V_{GS} = -0,5V$  : mesures, modèle  $S_I \times f/I^2$ , contribution du canal intrinsèque  $[S_I \times f/I^2]_{CH}$ , des zones semi-conductrices non recouvertes par la grille  $[S_I \times f/I^2]_S$ , et la contribution des contacts ohmiques  $[S_I \times f/I^2]_C$

Ce graphe montre que la source de bruit prédominante est localisée dans les zones de canal non recouvertes par la grille et dans le canal intrinsèque de manière équivalente. Pour des points de polarisation proches du régime de saturation, la source de bruit prédominante tend à être localisée dans le canal intrinsèque, et ce comportement se confirme en régime de saturation. En régime de saturation le modèle de Hooge n'est plus valable, néanmoins le modèle tend à suivre le comportement de la mesure.

La figure 3.32 présente les densités spectrales de bruit modélisées pour chaque polarisation de grille. Plus le canal est pincé, plus la source de bruit prédominante est localisée dans la zone du canal située sous la grille, et le comportement observé en régime de saturation est confirmé par l'étude pour des polarisations grille-source proche du pincement. Ce comportement est le même que celui de la plaque AEC1388.

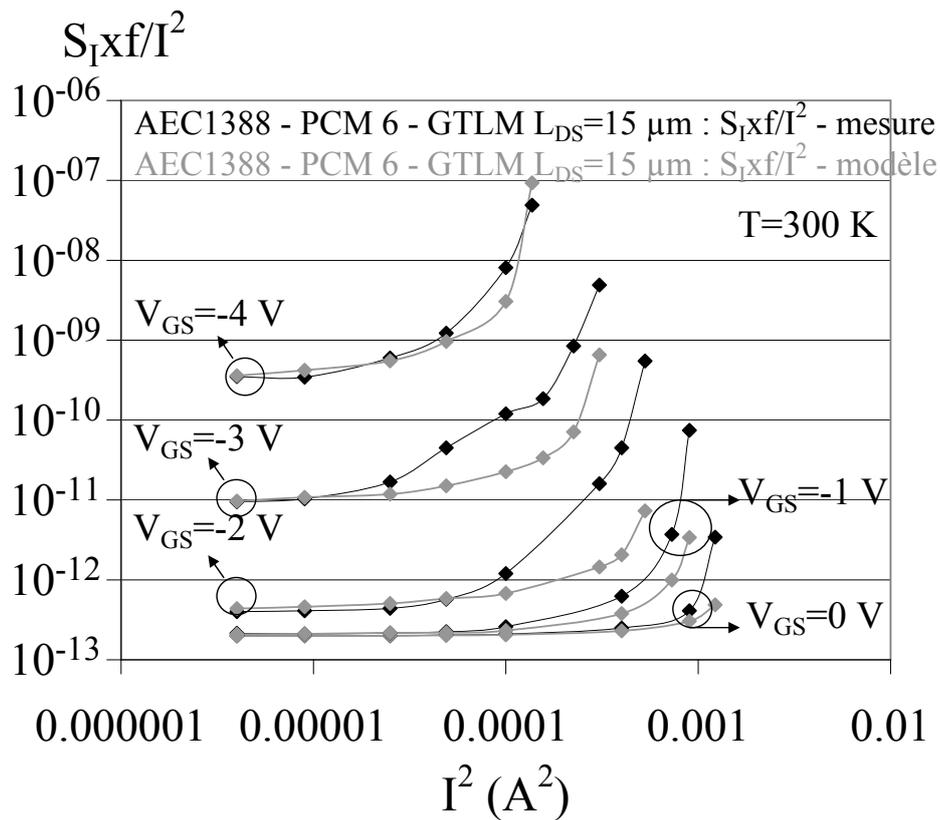


FIGURE 3.32 – Densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant normalisée au carré du courant en fonction du courant au carré à 300K d'une structure GTLM à différents  $V_{GS}$ ,  $S_I \times f / I^2$  : mesures, modèle

### 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une caractérisation électrique approfondie, effectuée sur les plaques KQ031, AEC1388, AEC1389, et AEC1561, focalisée sur le bruit en courant de drain aux basses fréquences. Ces expériences ont été menées avec deux objectifs.

Le premier objectif réside dans l'évaluation de la fiabilité des HEMT. Le bruit aux basses fréquences a été utilisé dans ce cadre en tant qu'indicateur de défaillance ; les HEMT ont fait l'objet d'une caractérisation avant et après vieillissement. Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats préalables aux tests de vieillissement concernant le bruit aux basses fréquences dans les HEMT. Dans cette phase de caractérisation deux plaques de technologie basée sur des hétérostructures AlGaIn/GaN ont été comparées, les plaques AEC1388 et AEC1389, et comparées à la plaque AEC1561, dont la structure épitaxiale est basée sur l'hétérostructure AlInN/GaN. Les HEMT de technologie AlGaIn/GaN présentent une composante de bruit thermique, une composante de bruit de génération-recombinaison, et une composante de bruit en  $1/f$ . Les HEMT de technologie AlInN/GaN présentent une composante de bruit thermique et une composante de bruit en  $1/f$ . L'absence de composante de bruit de génération-recombinaison implique que cette technologie ne subit pas l'influence de centres profonds, qui ne sont pas détectables dans la gamme de mesure 1Hz-100kHz. De plus, il n'a pas été observé de "gate lag" et de "drain lag" lors des caractérisations statiques. L'analyse de la composante de bruit de génération-recombinaison des plaques AEC1388 et AEC1389 a conduit à la détection d'un piège de niveau d'énergie  $0,56eV \pm 0,05eV$  et  $0,59eV \pm 0,05eV$  pour chacune de ces plaques. Le niveau de bruit en  $1/f$  en régime ohmique de ces composants a servi de facteur de mérite pour les comparer. La plaque AEC1388 présente le plus faible niveau de bruit en  $1/f$  normalisé au carré du courant,  $6 \times 10^{-13}$ , soit environ une décade de moins que le niveau de la plaque AEC1561. Ce résultat peut être attribué à la présence de pièges dans la structure épitaxiale, la technologie AlInN/GaN étant émergente. Une étude approfondie effectuée sur des structures TLM et GTLM permettrait de déterminer si la source de bruit prédominante est localisée dans les contacts ohmiques ou dans le canal.

A ce titre, le second objectif de ces travaux réside dans la modélisation des sources de bruit dans les HEMT. Pour cela, les structures TLM et GTLM ont été utilisées afin de calculer la valeur de la résistance d'un contact ohmique. Cette étude a révélé deux

---

comportements différents parmi les plaques étudiées. A  $V_{GS} = 0V$ , la source de bruit prédominante de la plaque KQ031 est localisée dans les contacts ohmiques pour des distances inter-électrodes inférieures à  $40\mu m$ , alors que celle de la plaque AEC1388 est localisée dans le canal pour des distances inter-électrodes supérieures à  $3\mu m$ . Le paramètre de Hooge est plus faible pour la plaque KQ031, avec  $1,2 \times 10^{-5}$ , contre  $4 \times 10^{-5}$  pour la plaque AEC1388. Ces données constituent une base d'analyse des dégradations du bruit aux basses fréquences. Une étude de ces structures permettra d'évaluer la part de dégradation dans le canal et la part de dégradation dans les contacts ohmiques. La suite de l'étude consiste à modéliser la mobilité pour chaque polarisation de et dans chaque zone du canal.



# Chapitre 4

## Etude des mécanismes de dégradation des HEMT à base de GaN

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Méthodologie d'évaluation de la fiabilité . . . . .</b>	<b>152</b>
<b>4.2</b>	<b>Analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1388 .</b>	<b>158</b>
4.2.1	Résultats des tests à "basse" température . . . . .	158
4.2.2	Résultats des tests à "haute" température . . . . .	175
<b>4.3</b>	<b>Analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1389 .</b>	<b>183</b>
4.3.1	Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests de vieillissement accéléré . . . . .	183
4.3.2	Dégradations des performances statiques . . . . .	184
4.3.3	Dégradations du bruit aux basses fréquences en courant de drain	185
<b>4.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>187</b>

---

L'étude des mécanismes de dégradation est l'objet du sous-projet 3 du projet Cardinal. Une analyse des dégradations observées sur les plaques AEC1388 et AEC1389 est développée dans les sections 4.2 et 4.3. La méthodologie appliquée dans la mise en œuvre des tests de vieillissement accéléré des HEMT est identique pour les deux plaques.

Cette méthodologie est présentée en début de chapitre. Suite à cela, les dégradations des caractéristiques électriques observées lors de chaque phase de tests sont présentées et commentées, ainsi qu'une analyse de l'évolution du bruit aux basses fréquences après vieillissement. Les mesures de bruit en courant de drain sont utilisées ici en tant qu'indicateur de défaillance et d'aide au diagnostic de la localisation physique de la dégradation.

## 4.1 Méthodologie d'évaluation de la fiabilité

Les tests de vieillissement accéléré des HEMT des plaques AEC1388 et AEC1389 ont été réalisés par Alcatel-Thalès III-V Lab. Le suivi des dégradations consiste à enregistrer les valeurs des grandeurs fixées,  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$ , et  $T_a$ , et l'évolution des grandeurs variables,  $V_{GS}$  et  $I_{DSS}$  au cours des tests. Les mesures de reprise sont effectuées à température ambiante et consistent en une caractérisation électrique DC complète du transistor telle que cela a été présenté au chapitre 2, à savoir :

- $I_{GS} = f(V_{GS})$  pour extraire le courant de fuite de saturation  $I_S$ , la barrière de potentiel  $\Phi_B$  et le facteur d'idéalité  $\eta$  ;
- $I_{DS} = f(V_{GS})$  pour extraire la transconductance  $g_m$  et la tension de seuil  $V_{th}$  ;
- $I_{DS} = f(V_{DS})$  pour extraire le courant de saturation de drain  $I_{DSS}$  et la résistance drain-source  $R_{DS}$ .

Trois types de tests de vieillissement accéléré ont été appliqués aux transistors :

- le test en débit, le canal étant porté à différentes température, High Temperature Operating Test (HTOT) ;
- le test au blocage, High Temperature Reverse Bias Test (HTRBT) ;
- le test au point de repos  $I_{dq}$ .

La figure 4.1 présente une caractéristique typique d'un HEMT de la plaque AEC1388 de géométrie  $8 \times 75\mu m$ , sur laquelle figurent les points de polarisation représentatifs des contraintes électriques imposées au HEMT.

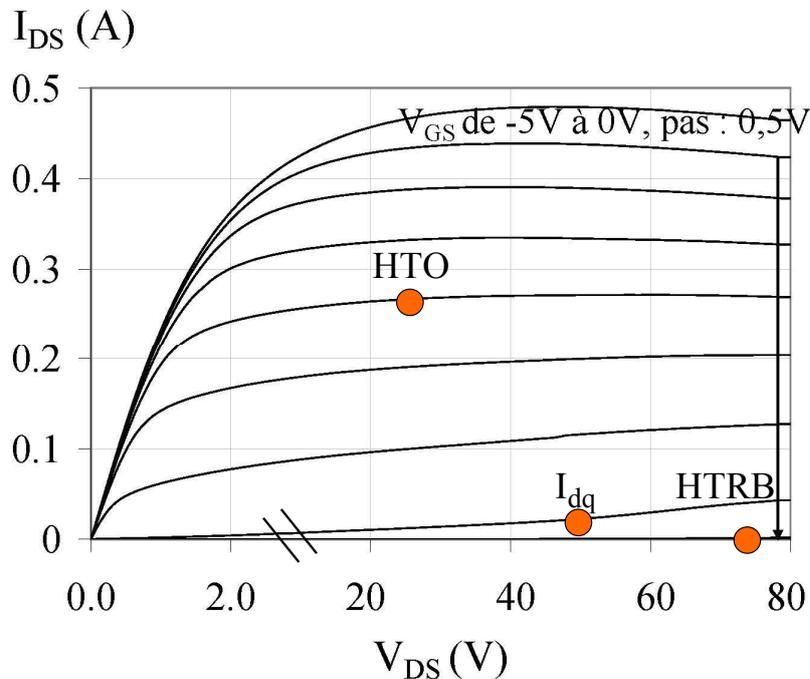


FIGURE 4.1 – Caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  avant vieillissement, d'un HEMT de géométrie  $8 \times 75\mu m$  de la plaque AEC1388

Les contraintes électriques qui ont été appliquées pour le test HTO sont des contraintes en débit pour un  $V_{DS}$  de 25V, équivalentes pour les géométries  $2 \times 75\mu m$  et  $8 \times 75\mu m$ . Les contraintes du test au blocage ont été fixées à l'issue d'une phase de tests sous contraintes échelonnées durant laquelle la tenue en tension des HEMT a été évaluée. Les tests HTRB ont pour objectif d'accélérer les dégradations mais en évitant la destruction du HEMT. Cette phase préliminaire de tests a été réalisée à une température ambiante de  $175^\circ C$  (température visée pour les tests HTRB) sous une contrainte électrique de 50V, augmentée de 10V à chaque palier, toutes les 48 heures. La destruction de deux composants a eu lieu à  $V_{DS} = 110V$ , après 300 heures de test cumulées environ. La tension de polarisation pour les tests HTRB a été fixée à 70V. Les HEMT qui ont subi les tests  $I_{dq}$  présentaient peu de dégradations et n'ont pas été caractérisés au laboratoire IMS. Il n'en sera donc pas question dans ces travaux.

### Caractérisation après vieillissement

La méthodologie de caractérisation des HEMT à l'issue des tests de vieillissement accéléré élaborée dans le cadre du projet Cardynal est schématisée par le diagramme de la figure 4.2.

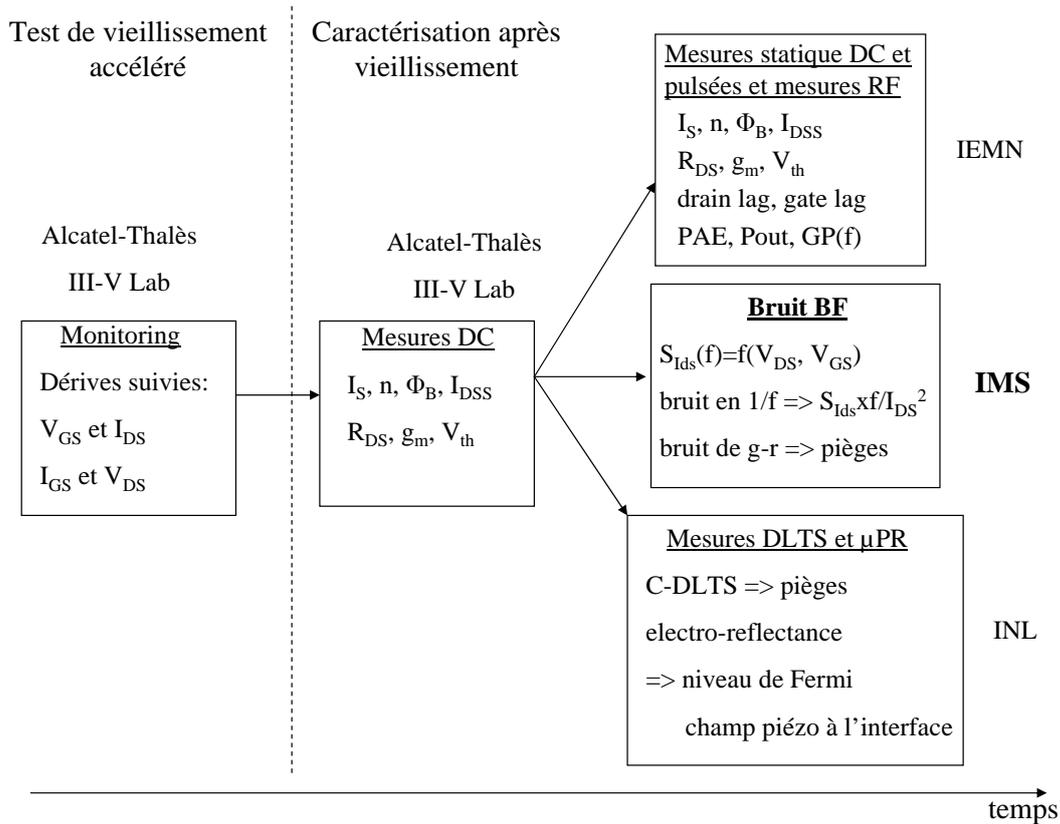


FIGURE 4.2 – Méthodologie de caractérisation des HEMT soumis aux tests de vieillissement accéléré

Les composants qui ont été soumis aux tests de vieillissement accéléré ont été caractérisés préalablement en régime statique afin de sélectionner un lot de HEMT dont la dispersion des paramètres statiques est faible. Un lot homogène ainsi extrait de la plaque AEC1388 a été soumis à deux phases de tests de vieillissement accéléré, la première à basse température de canal, 150 °C et 175 °C, et la seconde à plus haute température de canal, 275 °C et 320 °C afin d'évaluer l'effet de la température sur les dégradations éventuelles. La suite du texte ne fera cas que des tests pour lesquels nous avons caractérisé

des HEMT vieilliss.

Les HEMT  $8 \times 75\mu m$  de la plaque AEC1389 ont été soumis aux mêmes types de test. Deux tests ont été réalisés à une température de canal de  $175^\circ C$  afin d'étudier l'influence de la polarisation sur les dégradations, et des tests HTO sous contrainte électrique  $25V/250mA$  ont été réalisés avec une température de canal de  $175, 250, 275$  et  $320^\circ C$  afin d'évaluer l'effet de la température sur les dégradations.

### Première phase de tests à "basse" température

Les HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$  ont été testés par lot de six pour chaque test de vieillissement appliqué, selon les conditions de polarisation et de température données dans le tableau 4.1, avec  $T_{ch}$  la température du canal,  $T_a$  la température ambiante,  $V_{DS}$  et  $I_{DS}$  respectivement la tension et le courant drain-source appliqués sur le HEMT.  $HEMT_{test}$  est le nombre de HEMT soumis à chaque test de vieillissement accéléré et  $HEMT_{IMS}$  est le nombre de HEMT caractérisés à IMS après vieillissement. Il est à préciser que les durées de test de vieillissement indiquées et le nombre de composants testés et caractérisés à IMS sont valables pour les trois types de contraintes énoncées au-dessus (HTOT  $150^\circ C$ , HTOT  $175^\circ C$  et HTRBT  $175^\circ C$ ).

Les tests ont été poursuivis jusqu'à 3500 heures pour un HEMT par type de test. Nous étions censés caractériser les HEMT ayant subi les tests HTOT  $150^\circ C$  et HTOT  $175^\circ C$ . Malheureusement, ces composants étaient défailants mécaniquement dès leur arrivée à IMS, aucun résultat n'a pu être extrait.

contrainte	$T_{ch}(\text{ }^\circ\text{C})$	$T_a(\text{ }^\circ\text{C})$	$V_{DS}(\text{V})$	$I_{DS}(\text{mA})$	$V_{GS}(\text{V})$
AEC1388 $2 \times 75\mu\text{m}$ AlGaIn/GaN, 6 composants par test					
HTOT 150 ° C	150	22	25	62,5	-
HTOT 175 ° C	175	40	25	62,5	-
HTRBT 175 ° C	175	175	70	-	-5
$t_{\text{arrêt}1}$	1000 h, $HEMT_{\text{test}} = 1$ , $HEMT_{IMS} = 1$				
$t_{\text{arrêt}2}$	2000 h, $HEMT_{\text{test}} = 4$ , $HEMT_{IMS} = 3$				
$t_{\text{arrêt}3}$	3500 h, $HEMT_{\text{test}} = 1$ , $HEMT_{IMS} = 0$				
AEC1389 $8 \times 75\mu\text{m}$ AlGaIn/GaN, 3 composants par test					
HTOT 175 ° C	175	10	25	250	-
$t_{\text{arrêt}}$	2080 h, $HEMT_{\text{test}} = 3$ , $HEMT_{IMS} = 0$				
HTOT 175 ° C	175	10	40	150	-
$t_{\text{arrêt}}$	2080 h, $HEMT_{\text{test}} = 3$ , $HEMT_{IMS} = 1$				

TABLE 4.1 – Tableau récapitulatif des contraintes électriques et des contraintes en température des tests de vieillissement accéléré à "basse" température

### Seconde phase de tests à "haute" température

Sept HEMT de géométrie  $8 \times 75\mu\text{m}$  ont été testés à "haute" température de canal à champ électrique équivalent à celui appliqué sur les HEMT  $2 \times 75\mu\text{m}$ . Les contraintes de polarisation et de température sont données dans le tableau 4.2. Deux HEMT ayant été soumis à chacun de ces tests nous ont été fournis. Les durées des tests de chacun des composants apparaissent en gras dans le tableau.

contrainte	$T_{ch}(\text{ }^\circ\text{C})$	$T_a(\text{ }^\circ\text{C})$	$V_{DS}(\text{V})$	$I_{DS}(\text{mA})$	$HEMT_{test}$	$HEMT_{IMS}$
AEC1388 $8 \times 75\mu\text{m}$ AlGaN/GaN, 7 composants						
HTOT 275 ° C	275	71	25	250	3	2
$t_{arrêt}$	<b>157 h, 176 h, 483 h</b>					
HTOT 320 ° C	320	98	25	250	4	2
$t_{arrêt}$	<b>226 h, 175 h, 226 h, 147 h</b>					
AEC1389 $8 \times 75\mu\text{m}$ AlGaN/GaN, 15 composants						
HTOT 250 ° C	250	-	25	250	5	2
$t_{arrêt}$	2700 h					
HTOT 275 ° C	275	71	25	250	5	2
$t_{arrêt}$	2080 h					
HTOT 320 ° C	320	98	25	250	5	1
$t_{arrêt}$	<b>400 h, <math>\leq 1000</math> h</b>					

TABLE 4.2 – Tableau récapitulatif des contraintes électriques et des contraintes en température des tests de vieillissement accéléré à "haute" températures

### Tests appliqués aux PCM

Une partie des tests effectués sur la plaque AEC1388 a eu lieu au laboratoire IMS et a concerné l'étude des dégradations des structures TLM, GTLM, et FATFET des PCM. Cette étude a été initiée dans le but de dissocier les dégradations des contacts ohmiques de celles du canal et de la zone du canal située sous la grille. Des tests sous contraintes échelonnées de tension  $V_{DS}$  ont dans un premier temps été réalisés sur les structures GTLM. Ces tests ont nécessité la mise en place d'un banc de vieillissement accéléré.

Le champ électrique appliqué lors de ces tests est demeuré trop faible pour chacun des tests entrepris, la tension drain-source maximale applicable étant de 60 V. A l'issue des tests réalisés, aucune dégradation significative n'a été détectée après plus de 200 heures de vieillissement accéléré.

## 4.2 Analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1388

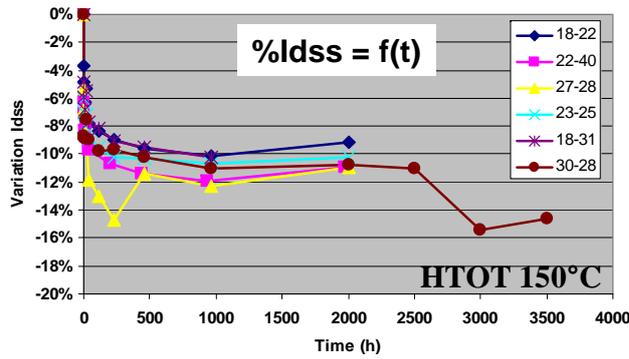
La présentation des dégradations observées sur la plaque AEC1388 et des mécanismes de dégradations identifiés suit la méthodologie de la figure 4.2, pour les deux phases de test, à "basse température" de canal d'abord, et à plus haute température ensuite. Pour chacune de ces phases, le suivi de l'évolution du courant  $I_{DSS}$  durant le test de vieillissement accéléré et les dégradations des performances statiques seront d'abord présentées, puis l'évolution du bruit aux basses fréquences en courant de drain sera analysée.

### 4.2.1 Résultats des tests à "basse" température

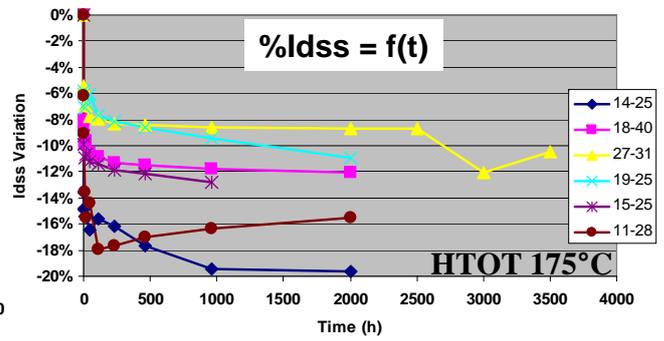
Rappelons que durant cette phase de tests, l'influence de la polarisation est étudiée par comparaison entre les résultats des tests HTRB (fonctionnement du HEMT au blocage) et HTO (fonctionnement du HEMT en débit). L'influence de la température est étudiée en fonctionnement en débit, le canal étant porté à la température de 150 ° C pour un lot de 6 HEMT, et à la température de 175 ° C pour un autre lot de 6 HEMT.

#### 4.2.1.1 Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests

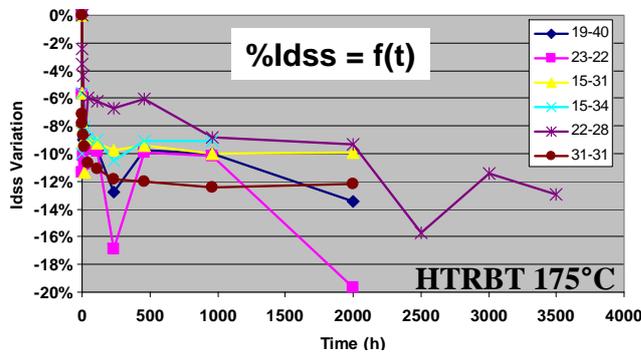
L'évolution du courant de drain est présentée à la figure 4.3, pour chaque test réalisé sur un lot de 6 composants. Ces évolutions ont deux points communs. Le premier réside dans l'évolution de la dégradation, qui a lieu dans les 50 premières heures de test, puis elle est suivie d'une stabilisation du courant de drain jusqu'à 2500 heures. Après 2500 heures, la dégradation est brutale dans les 3 cas. Le deuxième point commun est la dégradation moyenne du courant de 50 à 2000 heures (fig 4.4), qui est comparable pour les tests réalisés, soit 13% de dégradation pour les tests HTO 175 ° C et HTRB 175 ° C et 10% pour les tests HTO 150 ° C. L'évolution est la plus homogène entre composants lors du test HTO 150 ° C et présente une baisse du courant  $I_{DSS}$  d'environ 10% après 2000 heures de vieillissement. Elle est la plus dispersée lors du test HTO 175 ° C, la diminution du courant allant de 9 à 20 % après 2000 heures de test sur les 6 HEMT testés. Lors du test HTRB 175 ° C, la diminution est relativement homogène entre composants et de l'ordre de 10% après 2000 heures de test.



(a)



(b)



(c)

AEC1388 - HEMT - 2x75μm

FIGURE 4.3 – Suivi du courant de saturation drain-source des HEMT testés à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 : HTOT 150 ° C (a), HTOT 175 ° C (b) et HTRBT 175 ° C (c) [III-V Lab]

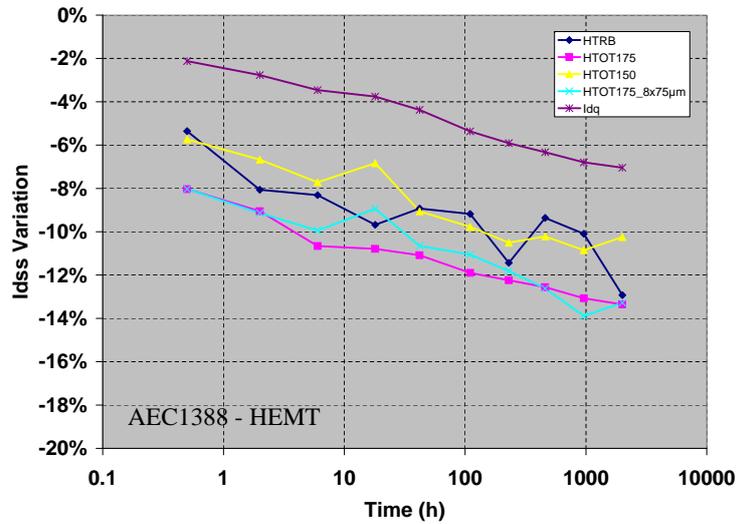


FIGURE 4.4 – Dégradation moyenne du courant de saturation drain-source à 2000 heures des HEMT testés à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 [III-V Lab]

En résumé, la cinétique de dégradation de  $I_{DSS}$  est identique au début de chaque test. La température de canal influence l'amplitude de la dégradation, ce qui est encore plus visible sur la figure 4.4, où le temps est reporté sur une échelle logarithmique. Une énergie d'activation de 1,6 eV a été extraite pour un critère de défaillance de 10% sur  $I_{DSS}$ , la température de canal étant le facteur accélérateur de la dégradation.

#### 4.2.1.2 Dégradations des performances statiques

Le tableau 4.3 présente la dégradation moyenne des paramètres statiques sur chacun des lots testés à basse température après 2000 heures de vieillissement. Les dégradations du courant de saturation drain-source observées lors du suivi des tests se retrouvent ici. La dégradation du courant de drain est plus importante vers le régime linéaire à faible tension  $V_{DS}$  pour  $V_{GS} = 0V$ , mais cette dégradation ne dépasse pas 20%. La transconductance maximale mesurée à  $V_{DS} = 8V$  a été dégradée d'environ 5% pour chaque lot et la tension de seuil n'a pas dérivé de plus de 0,2V par rapport à sa valeur de -4V avant vieillissement. Ce serait le même mécanisme physique qui conduirait à ces dégradations, les effets de la contrainte électrique et de la température induisant des dérives des paramètres du même ordre de grandeur et de même nature pour les tests HTO et HTRB.

Test	HTRB	HTO 175°C		HTO 150°C	Idq
Géométrie de grille	2x75µm	2x75µm	8x75µm	2x75µm	8x75µm
Id @ Vd=8V & Vg=0V	-13%	-13%	-13%	-10%	-7%
Id @ Vd=5V & Vg=0V	-16%	-17%	-18%	-14%	-11%
Id @ Vd=2V & Vg=0V	-18%	-19%	-20%	-17%	-16%
Gmax @ Vd=8V	-4.7%	-4.7%	-5.4%	-3.7%	-5%
Gm @ Vg=0V & Vd=8V	-24%	-20%	-25%	-31%	-25%
Dérive de Vth	0.2V	0.15V	0.2V	0.1V	0V
Diode Schottky	stable	stable			stable

TABLE 4.3 – Dégradation des paramètres statiques des HEMT testés à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 après 2000 heures de vieillissement [11]

Une phase de caractérisation statique des HEMT vieillis a également été effectuée au laboratoire IMS préalablement aux campagnes de mesures de bruit en courant de drain. Cette phase de caractérisation a un double emploi :

- choisir et contrôler les points de polarisation des HEMT durant les campagnes de mesures de bruit aux basses fréquences ;
- vérifier que les dégradations des paramètres statiques sont cohérentes avec celles répertoriées par Alcatel-Thalès III-V Lab.

Les figures 4.5, 4.6 présentent respectivement les caractéristiques de transfert et les caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  par type de test étudié avant vieillissement ( $t_0$ ), après 1000 heures de vieillissement, et après 2000 heures de vieillissement.

Il est à préciser pour la suite de cette sous-section que les caractéristiques présentées à  $t_0$  et après 1000 heures de test HTO 175 ° C et HTRB 175 ° C ont pu être mesurées sur le même HEMT. Les campagnes de mesures effectuées à  $t_0$  et après 2000 heures de test HTO 150 ° C concernent le même HEMT. Dans les autres cas, ce sont des HEMT différents, mais issus du même lot initial, qui ont été caractérisés avant et après vieillissement.

En raison d'oscillations, la transconductance et la tension de seuil ont été caractérisées à  $V_{DS} = 1V$  comme il a été défini au chapitre 2. Le test HTO 150 ° C a dégradé la

transconductance d'environ 8% et la tension de seuil a dérivé de +0,1V après 1000 heures de vieillissement. Les tests HTO et HTRB 175 ° C ont entraîné des dégradations similaires sur les HEMT testés, un peu plus prononcées pour le test au blocage. La tension de seuil a dérivé de +0,26V et la transconductance a diminué de 8% suite au test en débit. Suite au test au blocage, la tension de seuil a dérivé de +0,32V et la transconductance a diminué de 9%.

Les réseaux de sortie présentent une diminution du courant de saturation de drain et une augmentation de la résistance drain-source en régime ohmique de moins de 20%. Le courant de saturation de drain a diminué de 14 (test en débit) à 17% (test au blocage) et la résistance drain-source a subi une augmentation de 1 à 3 Ohm selon le test.

D'une manière générale, les dégradations observées lors de cette campagne de mesures statiques sont cohérentes avec les résultats du tableau 4.3. Cependant ces dégradations ne sont pas franches. De plus des erreurs de mesure peuvent justifier le fait que les dégradations observées après 1000 heures de test HTO 150 ° C sur la caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$  soient plus franches après 2000 heures de vieillissement. Ce phénomène est en effet incohérent avec le résultat observé sur la caractéristique  $I_{DS} = f(V_{GS})$ .

caractéristique  $I_{DS} = f(V_{GS})$

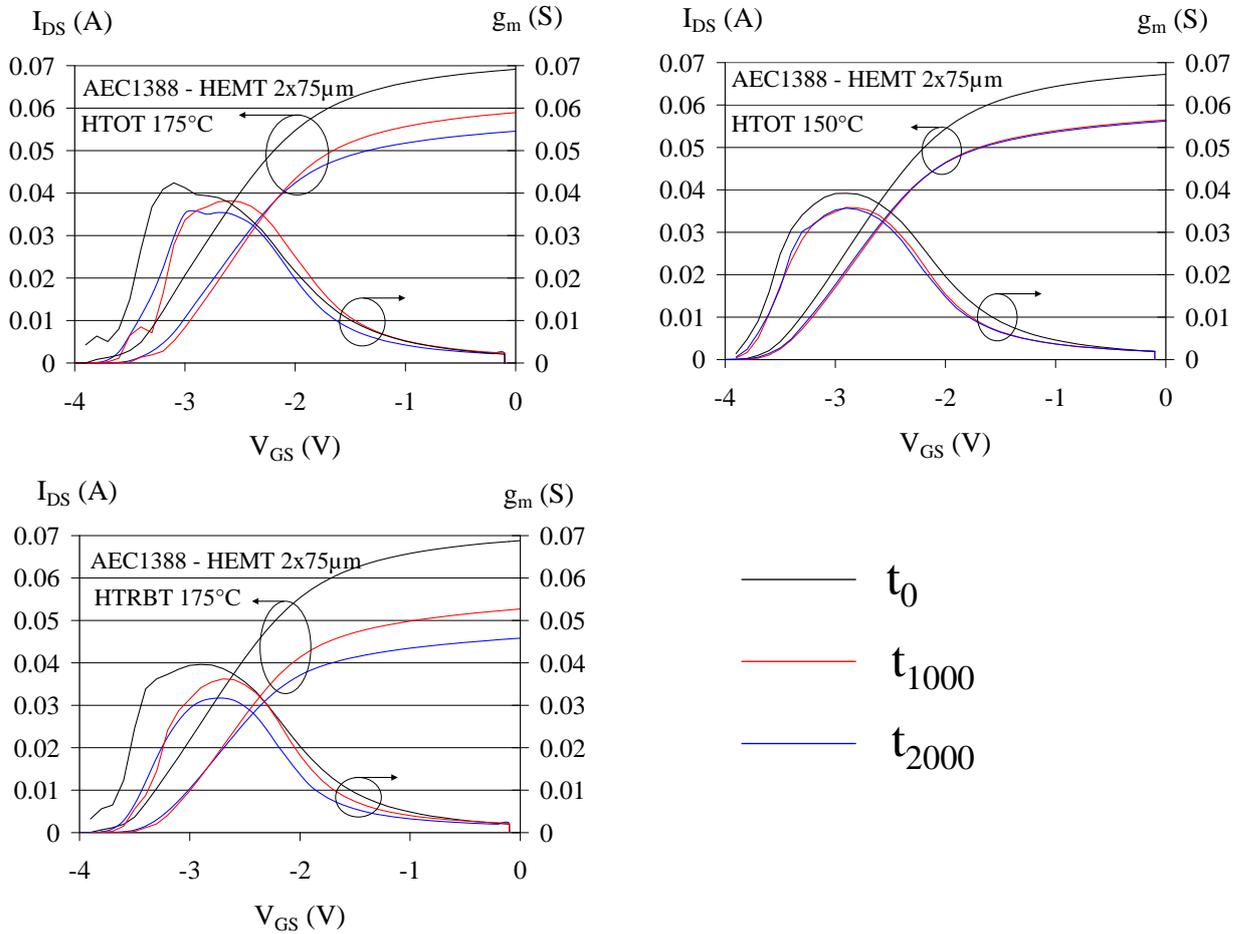


FIGURE 4.5 – Comparaison des caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{GS})$  à  $V_{DS} = 1V$  initiales, après 1000 heures, et 2000 heures de vieillissement, pour chaque type de test, des HEMT de géométrie  $2 \times 75 \mu\text{m}$ , et les transconductances correspondantes

caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$

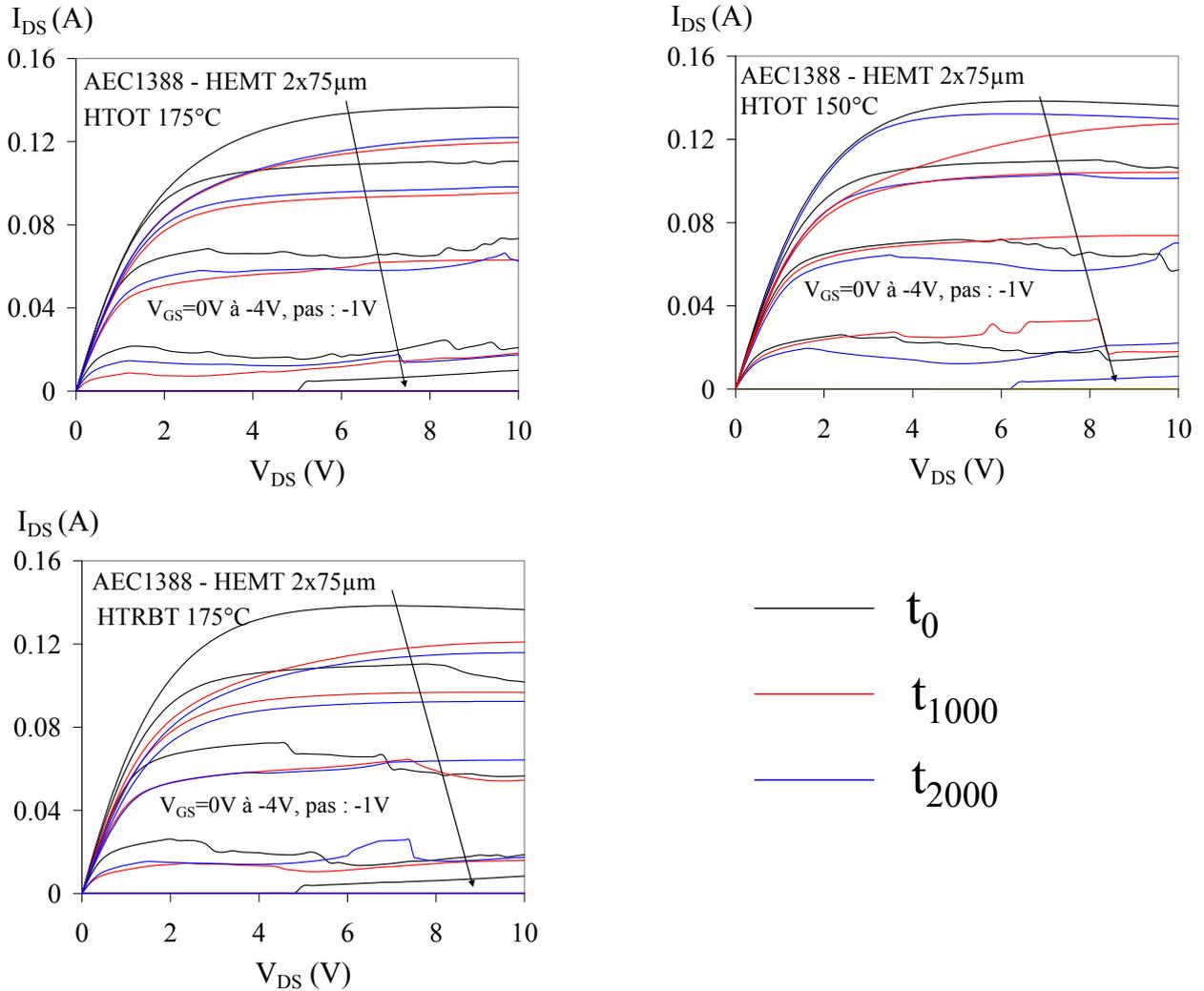


FIGURE 4.6 – Comparaison des caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  initiales, après 1000 heures, et 2000 heures de vieillissement, pour chaque type de test, des HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$

#### 4.2.1.3 Dégradations du bruit aux basses fréquences en courant de drain

Avant de comparer les spectres de bruit BF en courant de drain des HEMT de la plaque AEC1388 avant et après les tests de vieillissement, nous rappelons qu'à  $t_0$  ils ne sont pas dispersés. Ainsi la figure 4.7 présente les densités spectrales de bruit en courant de drain à  $t_0$  de trois composants qui ont ensuite été soumis à chacun des tests

de vieillissement et caractérisés respectivement après 1000 heures (deux HEMT) et 2000 heures de test. Sur ces figures aucune dispersion n'apparaît entre les composants testés et les composantes des spectres sont les mêmes.

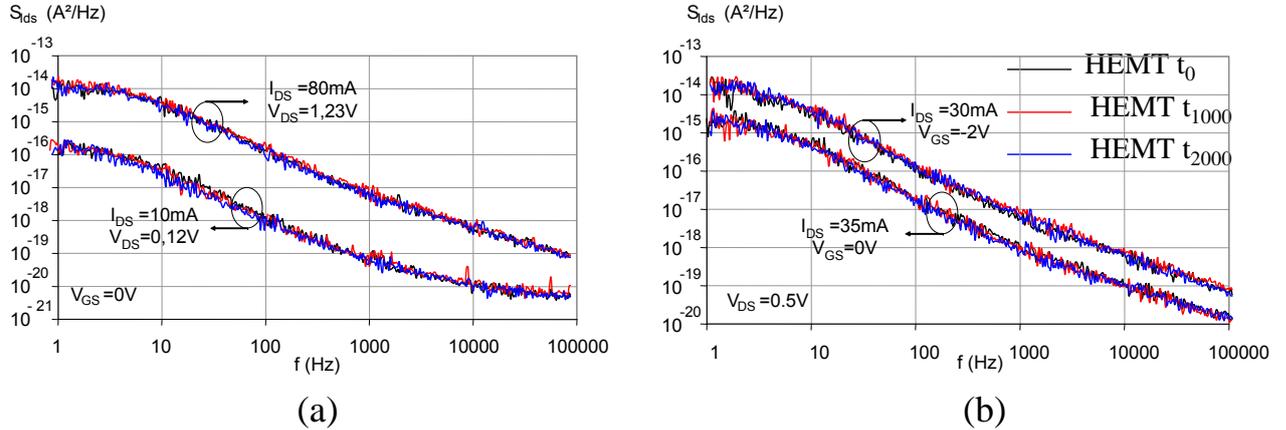


FIGURE 4.7 – Densité spectrale de bruit en courant de drain à  $t_0$  pour  $V_{GS} = 0V$  (a), et pour  $V_{DS} = 0,5V$  (b) pour trois HEMT de la plaque AEC1388 soumis aux tests

Les dégradations statiques ayant été observées dans les 50 premières heures de test, nous présentons dans un premier temps l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain après 1000 heures de test afin de comparer les différentes composantes du bruit BF. Dans un second temps, nous présenterons cette évolution après 2000 heures de test. Ainsi la figure 4.8 ci-dessous présente les densités spectrales de bruit en courant de drain après 1000 heures de test de trois HEMT.

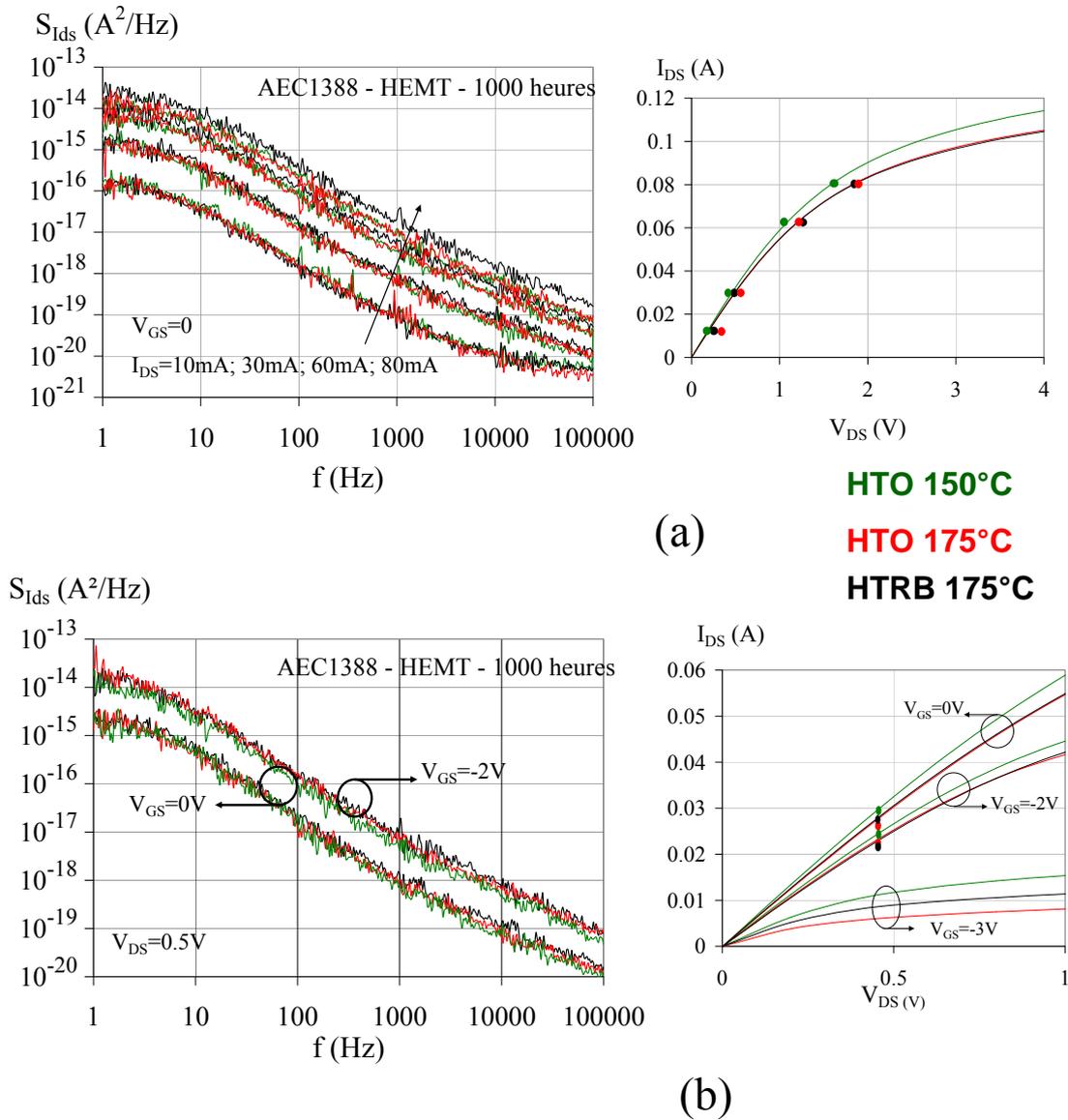


FIGURE 4.8 – Densité spectrale de bruit en courant de drain pour  $V_{GS} = 0$  (a), et pour  $V_{DS} = 0,5V$  (b) pour trois HEMT de la plaque AEC1388 après 1000 heures de vieillissement encart : réseau statiques et points de polarisation des mesures de bruit

Les contributions du bruit aux basses fréquences sont les mêmes et le niveau de bruit est équivalent après chaque type de vieillissement. Donc les contraintes de vieillissement appliquées aux composants ont abouti aux mêmes résultats. A ce niveau, les dérives observées ne dépendent pas des contraintes de polarisation et de température appliquées,

ce qui est cohérent avec les observations faites lors de la campagne de mesures statiques. A présent, nous nous intéressons à l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain après 1000 heures, puis après 2000 heures de vieillissement. La figure 4.9 présente ces évolutions à partir de mesures typiques effectuées à  $t_0$ .

Comme cela a été pressenti, une évolution du niveau du bruit est observable après 1000 heures de vieillissement quelles que soient les contraintes électriques et thermiques. Entre 1000 heures et 2000 heures de test, le niveau de bruit est stable. Nous ne quantifions pas ici la légère évolution observée après 1000 heures, ce sera le cas lorsque seront présentés les niveaux moyens de bruit en  $1/f$  et la caractérisation du piège de G-R. A température ambiante, il semble que la composante de bruit de G-R caractérisée avant vieillissement n'ait pas évolué. Une campagne de mesure en température nous a permis de vérifier cela. A ce niveau de l'étude, l'évolution de l'amplitude du bruit la plus prononcée concerne le test au blocage.

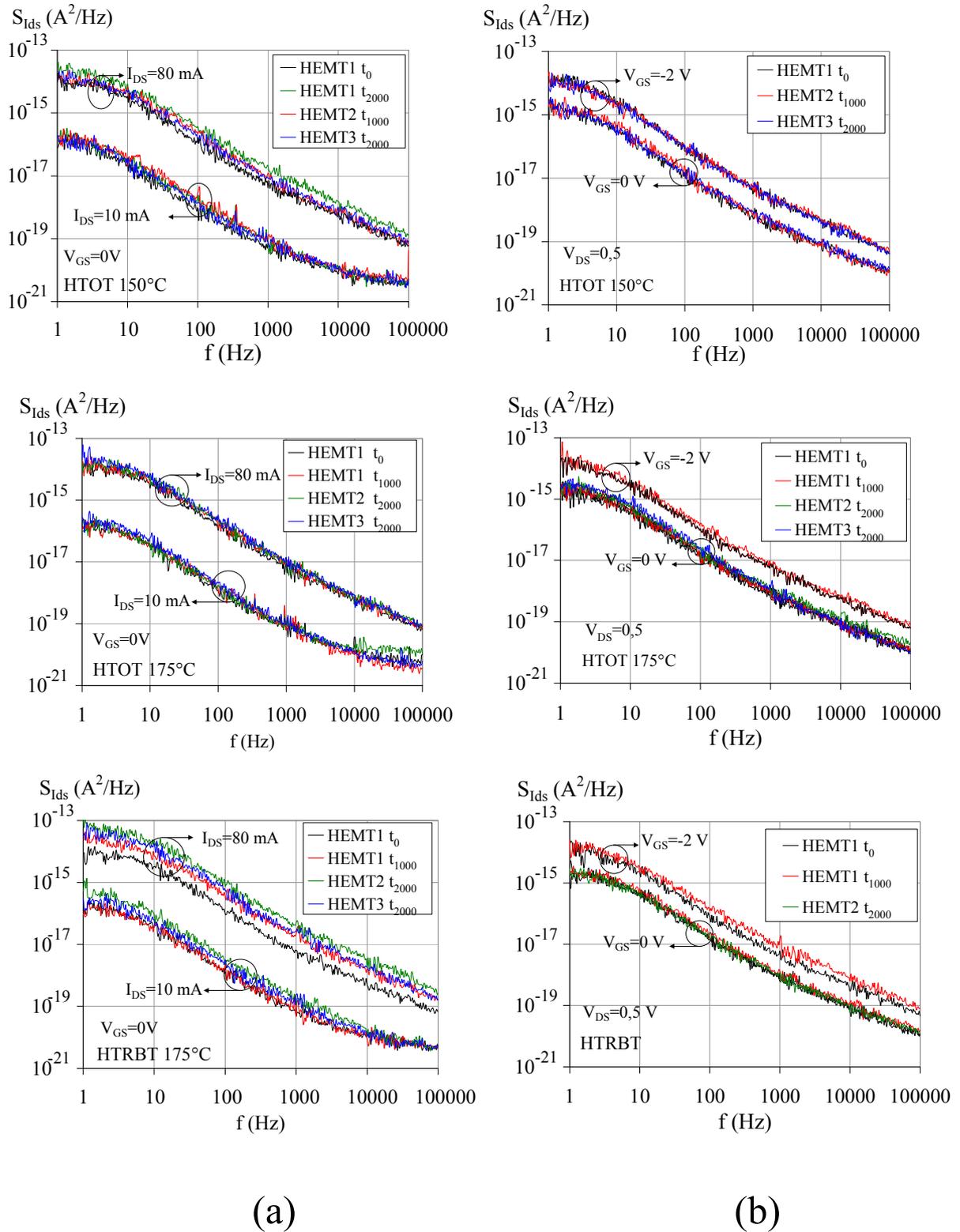


FIGURE 4.9 – Densité spectrale de bruit en courant de drain pour  $V_{GS} = 0$  (a), et pour  $V_{DS} = 0,5V$  (b) avant vieillissement, et après 1000 et 2000 heures de test

La figure 4.10 montre l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain multipliée par la fréquence avant les tests et après 2000 heures de vieillissement à trois température différentes. Il ne s'agit pas du même composant. Sur cette figure nous présentons également le graphe d'Arrhenius issu de ces mesures pour deux HEMT caractérisés avant les tests, et un HEMT caractérisé après 2000 heures de test.

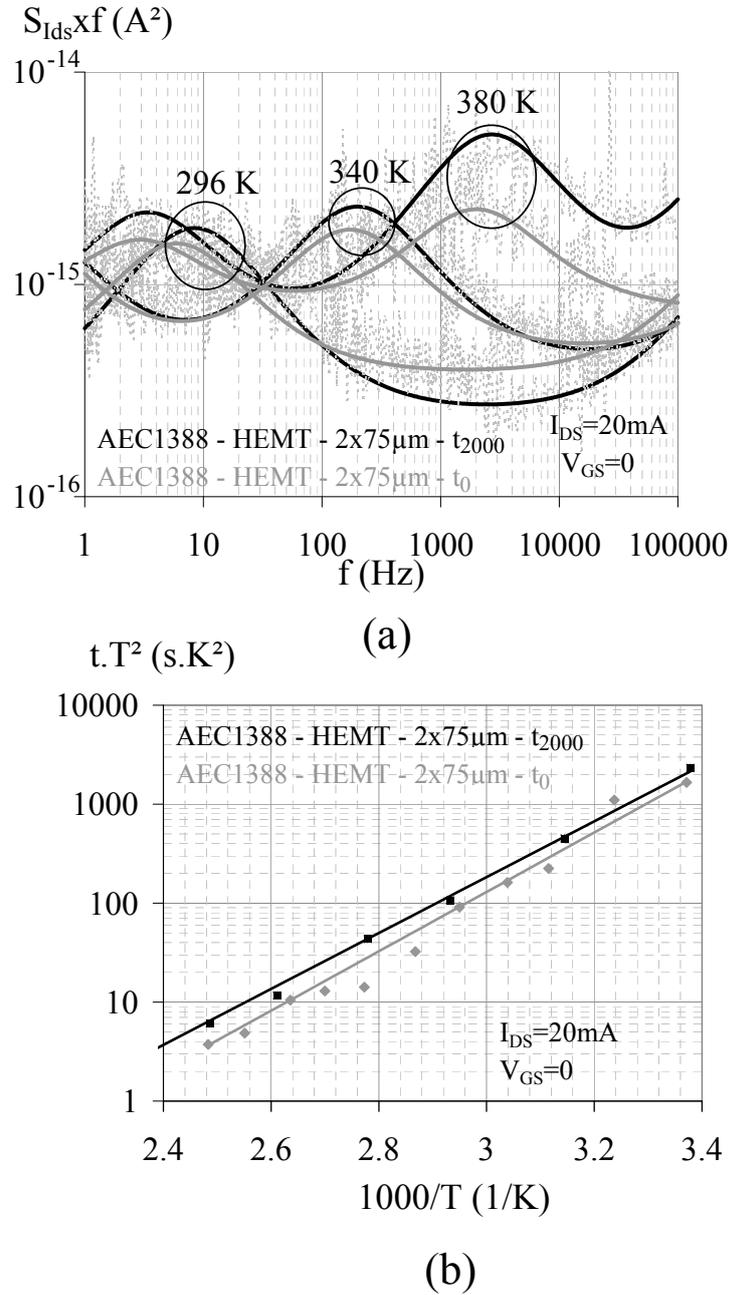


FIGURE 4.10 –  $S_{I_{DS}} \times f$  d'un HEMT pour trois températures différentes à  $t_0$  (trait fin) et après 2000 heures de test (trait épais)(a), diagramme d'Arrhenius pour un HEMT à  $t_0$  et un HEMT après 2000 heures de test(b), à  $V_{GS} = 0$  et  $I_{DS} = 20\text{mA}$  pour T de 300 à 420 K

La figure 4.10(a) montre que les fréquences de coupure des composantes de G-R détectée pour chaque température sont les mêmes avant et après vieillissement. L'énergie d'activation du piège extrait sur un HEMT après 2000 heures de test est de  $0,63 \pm 0,05 eV$ , la caractérisation a été effectuée de 300 à 420 K. Le calcul de la section de capture a conduit à une localisation du piège dans la couche AlGaN [71]. La section de capture et la densité valent respectivement  $8,1 \cdot 10^{-15} cm^2$  et  $6,6 \cdot 10^{15} cm^{-3}$ . L'énergie d'activation extraite à  $t_0$  est de  $0,59 \pm 0,05 eV$ , sa section de capture est de  $7 \cdot 10^{-15} cm^2$  et sa densité  $9 \cdot 10^{15} cm^{-3}$ . Nous en avons conclu qu'aucun autre piège n'a été créé durant cette campagne de mesures.

Quant à l'évolution de la composante de bruit en  $1/f$ , la figure 4.11 donne un graphe représentant la densité spectrale de bruit en courant de drain en  $1/f$  normalisée au carré du courant à  $V_{GS} = 0$  pour chacun des tests étudiés.

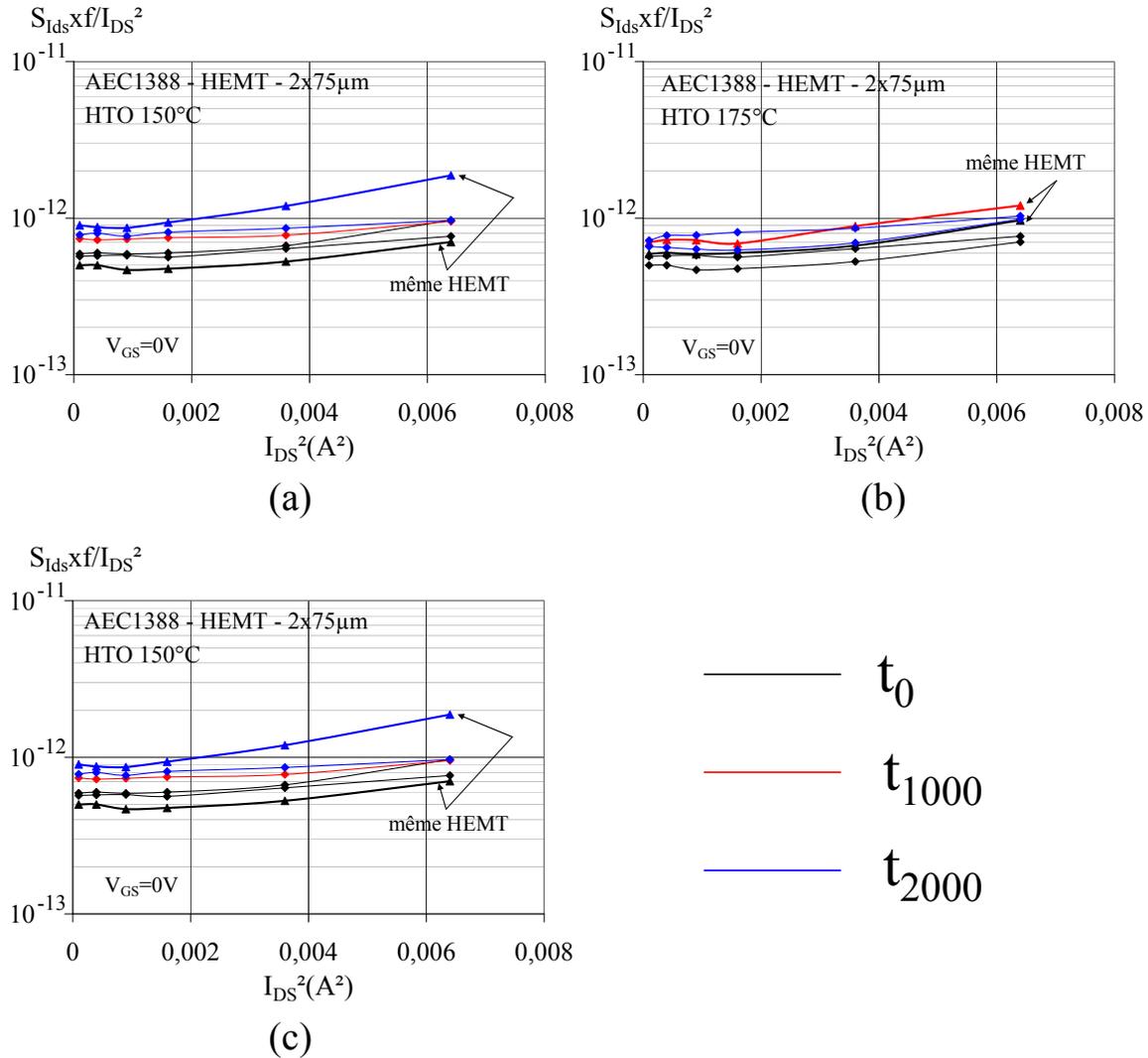


FIGURE 4.11 – Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour  $V_{GS} = 0$  avant vieillissement, et après 1000 et 2000 heures de test HTO 150 °C (a), HTO 175 °C (b), et HTRB 175 °C (c)

La dégradation du bruit en  $1/f$  normalisé au carré du courant est faible dans tous les cas. Elle est néanmoins plus prononcée après le test au blocage (c) ; elle est en particulier de l'ordre de 40% après 1000 heures de vieillissement, considérant le HEMT caractérisé à  $t_0$  et après 1000 heures de test. Rappelons que les composants testés sont issus d'un lot de HEMT dont les caractéristiques statiques à  $t_0$  sont peu dispersées. Néanmoins, la dispersion n'est pas négligeable, comme il a été présenté au tableau 2.5, ce qui peut

expliquer les écarts observés sur les niveaux de bruits en  $1/f$  normalisés. La dégradation n'évolue plus pour l'un des HEMT testé à 2000 heures, elle est un peu plus prononcée concernant l'autre HEMT caractérisé après 2000 heures, mais pas de manière significative pour conclure à un mécanisme de vieillissement. Les tests en débit ont été réalisés pour deux températures différentes. Pour le test à  $175^\circ\text{C}$ , le même HEMT a été caractérisé à  $t_0$  et après 1000 heures de test. La dégradation est de 14% et n'évolue pas de 1000 à 2000 heures de test. Pour le test à  $150^\circ\text{C}$ , le même HEMT a été caractérisé à  $t_0$  et après 2000 heures de test. La dégradation se chiffre à 44% et de même, il n'y a pas d'évolution entre 1000 et 2000 heures de test. La dégradation apparaît plus forte qu'à  $175^\circ\text{C}$  car le niveau du bruit à  $t_0$  pour ce HEMT est un peu plus faible.

Afin de localiser les sources de bruit en  $1/f$ , des mesures de bruit en courant de drain ont été réalisées. La figure 4.12 montre l'évolution du bruit en  $1/f$  à  $V_{DS} = 0,5V$  à  $t_0$ , après 1000 heures, puis après 2000 heures de vieillissement. Sur cette figure, la résistance drain-source est représentée en fonction de  $V_{GS}$  parallèlement au niveau de bruit en  $1/f$ . Cela permet de savoir si pour le niveau de bruit visualisé le HEMT est polarisé en régime ohmique ou en régime de saturation, et donc de conclure sur la localisation des sources de bruit. Une dégradation est visible après 1000 heures de test et se stabilise ensuite jusqu'à 2000 heures. Ceci confirme encore que la dégradation du transistor a lieu dans les premières heures de vieillissement quel que soit le test. Dans le chapitre 3, nous montrons que lorsque  $V_{GS}$  est proche du pincement, la source de bruit prédominante est localisée dans le canal. Or la figure 4.12 montre que le bruit en  $1/f$  n'a que très peu évolué au cours du vieillissement. Donc une éventuelle dégradation du canal ne serait pas à l'origine des dégradations observées.

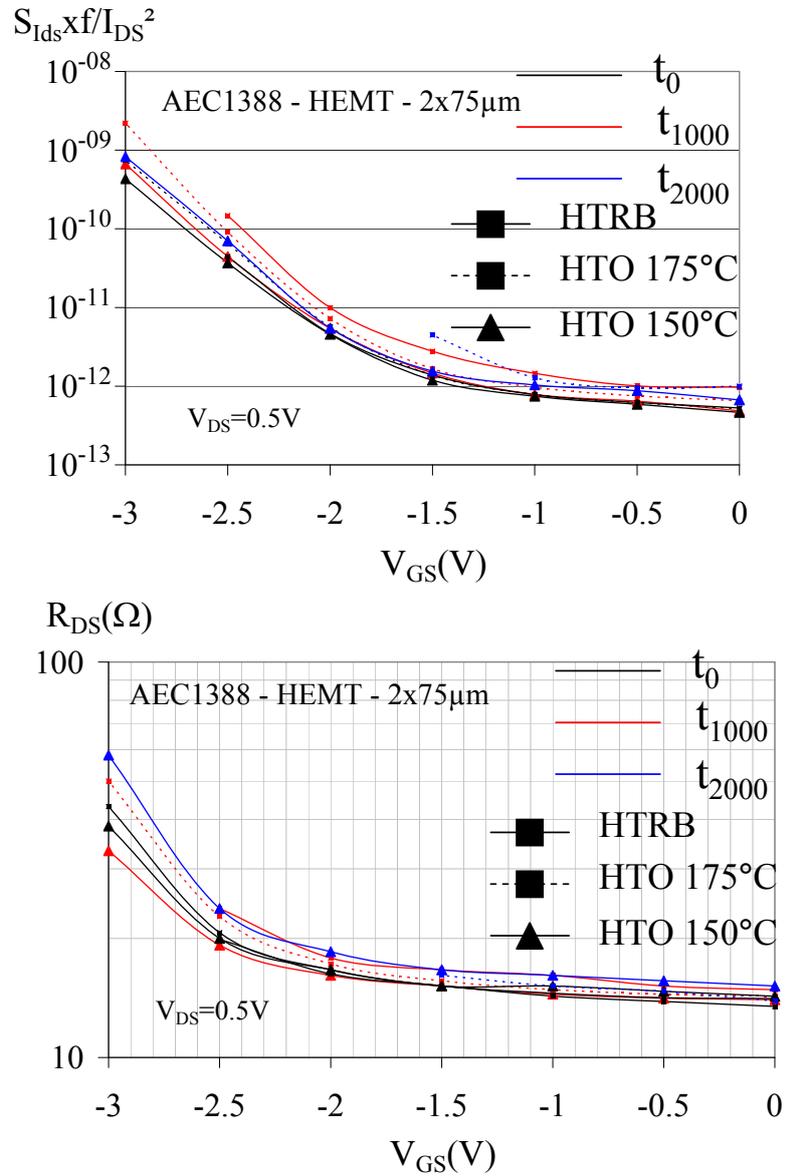


FIGURE 4.12 – Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour  $V_{DS} = 0,5V$  avant vieillissement, et après 1000 et 2000 heures de test HTO 150  $^{\circ}$ C, HTO 175  $^{\circ}$ C, et HTRB 175  $^{\circ}$ C, et  $R_{DS}$  associées à ces mesures

## 4.2.2 Résultats des tests à "haute" température

### 4.2.2.1 Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests de vieillissement accéléré

L'évolution moyenne du courant de saturation drain est présentée à la figure 4.13, pour chaque test en débit à basse température précédemment présenté, ainsi que pour les tests en débit effectués avec une température de canal de 275 et 320 °C.

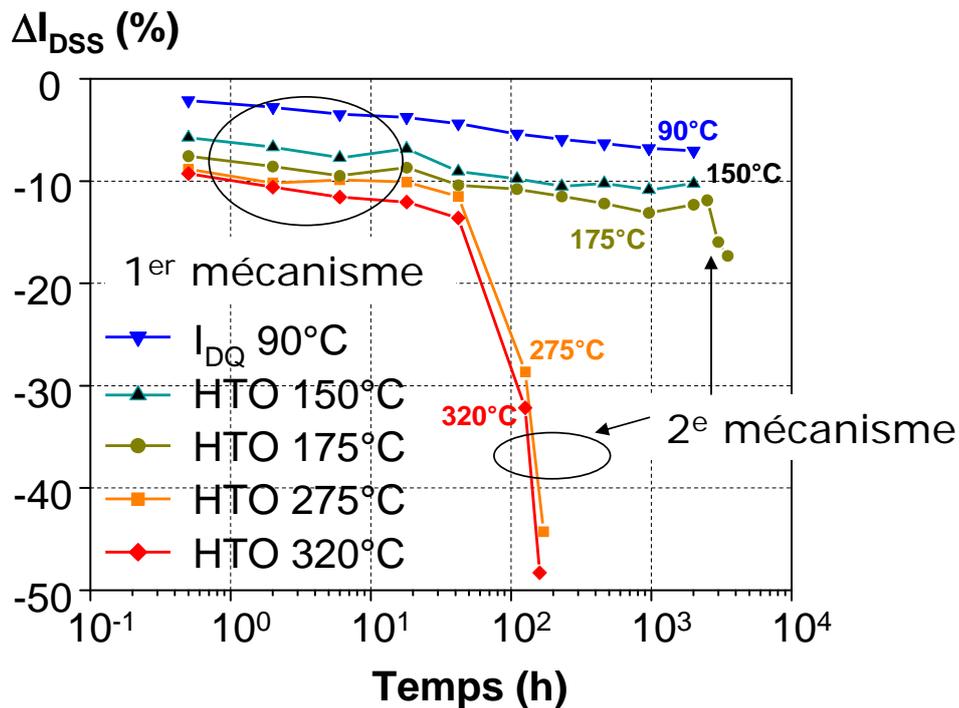


FIGURE 4.13 – Suivi de la valeur moyenne du courant de saturation drain-source des HEMT de la plaque AEC1388 [III-V Lab] [8]

Les deux tests à haute température provoquent la même dégradation qu'à basse température mais jusqu'à 40 heures de test. Cette dégradation est causée par l'action du mécanisme identifié lors des tests à basse température et a permis de recalculer l'énergie d'activation extraite dans la partie précédente. Il est cependant à préciser que les HEMT ayant subi le test HTO à température de canal de 275 °C ont présenté des comportements non homogènes. En tenant compte de ce test de vieillissement dans le calcul, l'énergie d'activation extraite pour un critère de défaillance de 10% sur  $I_{DSS}$  est de  $0,88 \pm 0,44 eV$  et en excluant ce test l'énergie d'activation est de  $1,23 \pm 0,18 eV$ .

Après 40 heures, le courant de drain s'effondre brutalement pour les HEMT ayant subi les tests HTO 275 ° C et HTO 320 ° C. Le mécanisme responsable de cette dégradation et le mécanisme ayant entraîné la chute du courant après 2500 heures lors des tests à une température de canal de 175 ° C sont pressentis comme étant les mêmes.

#### 4.2.2.2 Dégradations des performances statiques

Le tableau 4.4 présente la dégradation moyenne des paramètres statiques sur chacun des lots testés en débit à basse température après 2000 heures de vieillissement et après 126 heures de test aux températures respectives de 275 et 320 ° C. Le courant de saturation drain-source a diminué d'environ 30% à l'issue des tests à 275 et 320 ° C et une augmentation de la résistance drain-source de l'ordre de 80%. La transconductance maximale a diminué de 14 et 26% respectivement pour les tests à 275 et 320 ° C, et la tension de seuil correspondante a dérivé de 0,4V environ. Elle peut être induite par une création de pièges dans la couche GaN, à l'interface AlGa<sub>0.3</sub>N/GaN, ou à la surface de la couche AlGa<sub>0.3</sub>N et de part et d'autre de la grille. Cette dégradation est représentée figure 4.15.

Test	Idq 90°C	HTO 150°C	HTO 175°C		HTO 275°C	HTO 320°C
Géométrie de grille	8x75µm	2x75µm	2x75µm	8x75µm	8x75µm	8x75µm
Durée des tests	2000h	2000h	2000h	2000h	126h	126h
Id @ Vd=8V & Vg=0V	-7%	-10%	-13%	-13%	-29%	-32%
Gmmax @ Vd=8V	-5%	-3.7%	-4.7%	-5.4%	-14%	-26%
Gm @ Vg=0V & Vd=8V	-25%	-31%	-20%	-25%	-32%	-34%
Dérive de Vth	0V	0.1V	0.15V	0.2V	0.45V	0.35V
Ron	+10%	+18%	+16%	+23%	+72%	+81%

TABLE 4.4 – Dégradation des paramètres statiques des HEMT testés en débit à "basse" température de canal de la plaque AEC1388 après 2000 heures de vieillissement et à "haute" température après 126 heures de vieillissement [11]

Les figures 4.14, 4.15, 4.16 présentent respectivement les caractéristiques de la diode Schottky, les caractéristiques de transfert et les caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  par type de test étudié avant vieillissement ( $t_0$ ), après respectivement 157 heures et 226 heures pour les tests HTO 275 ° C et HTO 320 ° C.

Les caractéristiques de la diode Schottky en inverse sont très peu dégradées à l'issue de ces tests, contrairement aux caractéristiques de transfert et aux caractéristiques de sortie. Les dégradations observées sont similaires pour chacun des tests, et sont cohérentes avec les résultats obtenus chez Alcatel-Thalès III-V Lab. Contrairement au premier mécanisme, aucune stabilisation n'a pu être observée avant l'arrêt des tests.

**caractéristique  $I_{GS} = f(V_{GS})$**

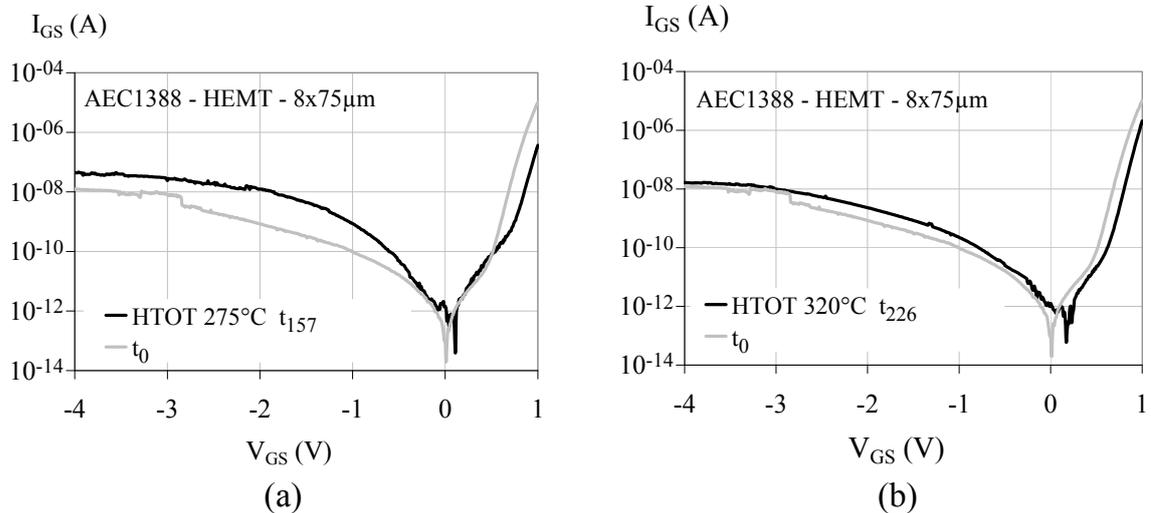


FIGURE 4.14 – Comparaison des caractéristiques  $I_{GS} = f(V_{GS})$  des HEMT de géométrie  $8 \times 75 \mu\text{m}$  initiales, après respectivement 157 heures de test HTO 275 ° C (a) et 226 heures de test HTO 320 ° C (b)

caractéristique  $I_{DS} = f(V_{GS})$

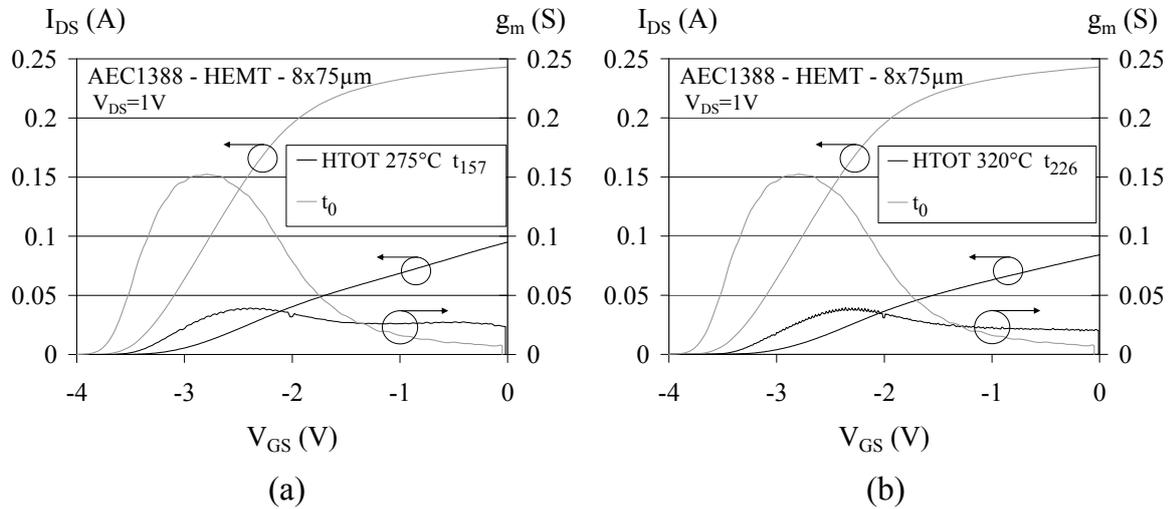


FIGURE 4.15 – Comparaison des caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{GS})$  à  $V_{DS} = 1\text{V}$  des HEMT de géométrie  $8 \times 75 \mu\text{m}$  initiales, après respectivement 157 heures de test HTO  $275^\circ\text{C}$  (a) et 226 heures de test HTO  $320^\circ\text{C}$  (b), et les transconductances correspondantes

caractéristique  $I_{DS} = f(V_{DS})$

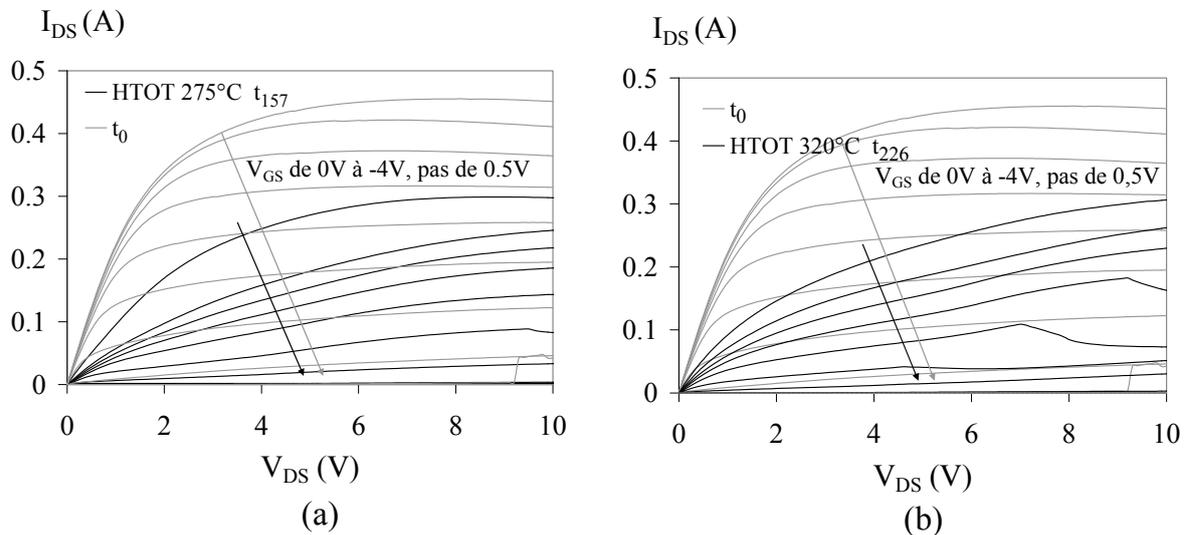
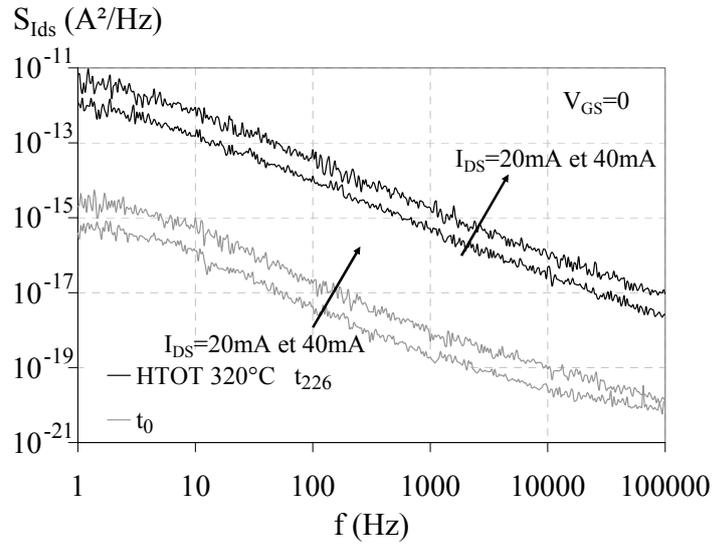


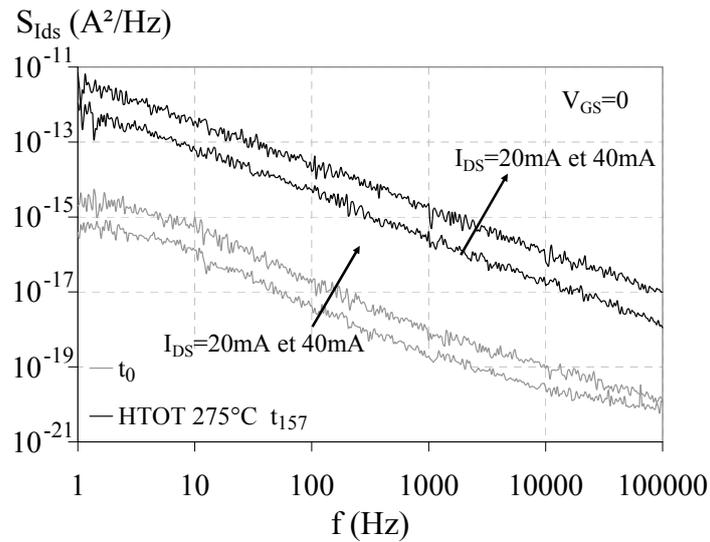
FIGURE 4.16 – Comparaison des caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$  des HEMT de géométrie  $8 \times 75 \mu\text{m}$  initiales, après respectivement 157 heures de test HTO  $275^\circ\text{C}$  (a) et 226 heures de test HTO  $320^\circ\text{C}$  (b)

#### 4.2.2.3 Dégradation du bruit aux basses fréquences en courant de drain

La figure 4.17 présente les spectres de bruit en courant de drain avant vieillissement, et après respectivement 157 heures de test HTO  $275^\circ\text{C}$  (a) et 226 heures de test HTO  $320^\circ\text{C}$  (b). La forme des spectres est la même quelle que soit la température de vieillissement. La composante de bruit de G-R est masquée par la composante de bruit en  $1/f$  et n'est plus décelable. Il ne sera donc pas possible d'étudier l'évolution du piège détecté initialement sur cette technologie. La composante de bruit thermique est a fortiori complètement masquée. Le niveau de bruit a augmenté sévèrement, de près de deux décades.



(b)



(a)

FIGURE 4.17 – Densité spectrale de bruit en courant de drain pour  $V_{GS} = 0$  avant vieillissement, et après 157 heures de test HTO 275 ° C (a) et 226 heures de test HTO 320 ° C (b)

La figure 4.18 présente la densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant de drain normalisée au carré du courant pour  $V_{GS} = 0$  (a), et pour  $V_{DS} = 0,5V$  (b) avant vieillissement, et après 157 heures de test HTO 275 ° C, et 226 heures de test HTO 320 ° C. Les

niveaux de bruit en  $1/f$  des HEMT de géométrie  $8 \times 75 \mu m$  ont été normalisés par rapport à la largeur de canal.

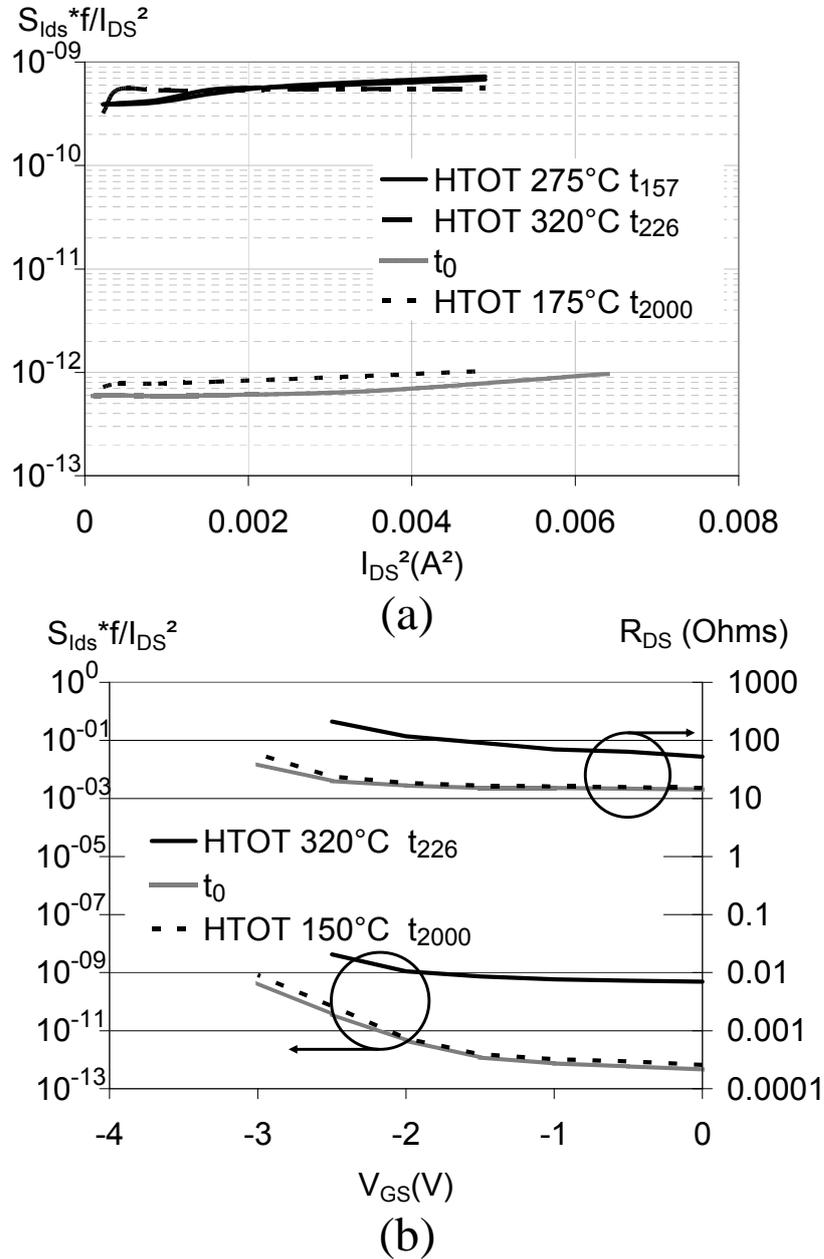


FIGURE 4.18 – Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour  $V_{GS} = 0$  (a), et pour  $V_{DS} = 0,5V$  (b) avant vieillissement, et après 226 heures de test HTO 275 ° C, et 288 heures de test HTO 320 ° C

Il apparaît une augmentation franche du niveau de bruit en courant de drain pour  $V_{GS} = 0$  de près de trois décades. Il en est de même pour le niveau de bruit à  $V_{DS} = 0,5V$ . Cela indique que le canal a été fortement dégradé, et montre que le mécanisme mis en jeu est accéléré par la température.

Des lames minces réalisées par SERMA Technologies pour Alcatel-Thalès III-V Lab ont permis de révéler des dégradations physiques. La figure 4.19 montre un défaut apparaissant au pied de la grille côté drain sur un HEMT ayant été soumis à un test HTO 275 °C. Ce défaut a déjà été rapporté dans les travaux de Del Alamo et Park [80] [81]. Ces défauts sont suffisamment profonds pour atteindre la couche GaN. La couche de passivation semble également concernée par ce défaut. Les études statiques préalables ont montré que les dégradations du courant de drain n'ont pas la même ampleur selon le test, il a donc été difficile de corrélérer la dégradation avec la taille du défaut.

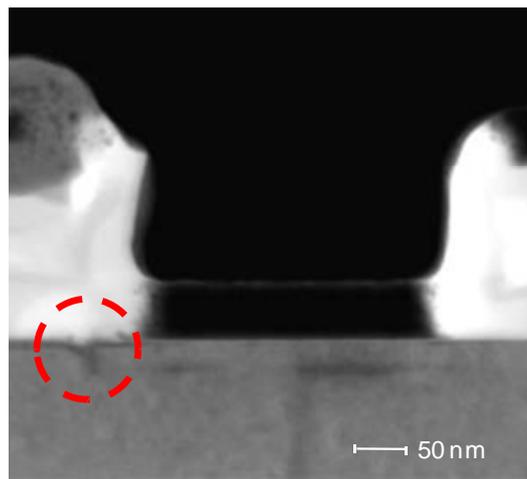


FIGURE 4.19 – Observation au TEM d'une micro-section d'un HEMT de géométrie  $8 \times 75\mu m$  de la plaque AEC1388 [III-V Lab] [8]

Il a été montré que le champ électrique dans ces transistors est le plus fort sur le côté drain de la grille. Or les tests effectués ici sont des tests en débit à fort champ électrique et de plus à haute température de canal. Le pic de champ électrique sur le côté drain de la grille peut provoquer une tension supplémentaire à la contrainte mécanique due au désaccord de maille entre les matériaux AlGaN et GaN. Si l'énergie élastique franchit un seuil critique, des défauts apparaissent dans la structure, ce qui se traduit par un effet piezoélectrique inverse.

## 4.3 Analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1389

Les caractéristiques présentées au chapitre 2 montraient des similitudes entre les plaques AEC1388 et AEC1389 au niveau des paramètres électriques statiques, et dans le chapitre 3 il est montré que ces similitudes s'étendent aux mesures de bruit aux basses fréquences. Dans cette partie nous nous intéresserons à l'évolution de ces paramètres et à l'évolution du bruit en courant de drain après vieillissement des composants de la plaque AEC1389. Nous pourrions alors également comparer ces évolutions avec les observations faites sur la plaque AEC1388.

### 4.3.1 Evolution du courant $I_{DSS}$ durant les tests de vieillissement accéléré

L'évolution moyenne du courant de saturation de drain est présentée à la figure 4.20, pour chaque test en débit, à 175, 250, 275, et 320 ° C, et pour une polarisation électrique  $V_{DS} = 25V$  et  $I_{DS} = 250mA$ .

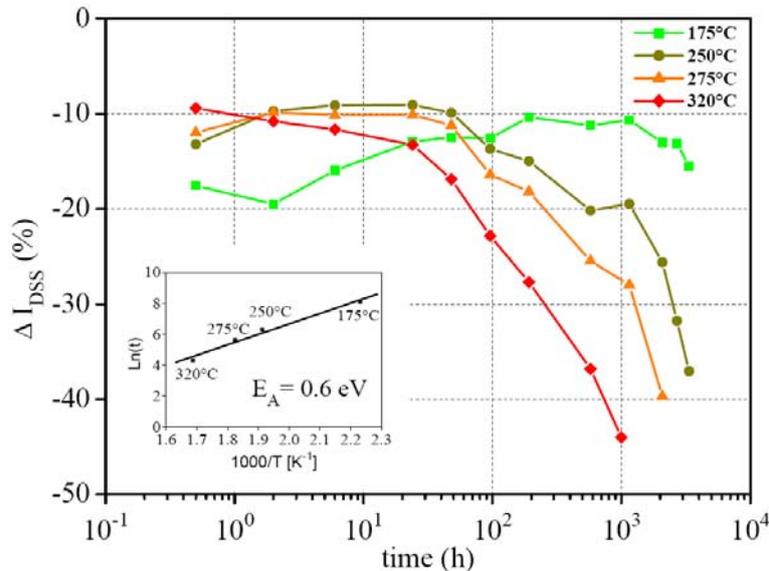


FIGURE 4.20 – Evolution moyenne du courant de saturation de drain moyen durant des tests HTO à 175, 250, 275, et 320 ° C [III-V Lab] [9]

Durant les premières heures, des effets de pièges entraînent une réduction du courant de saturation de drain, qui est associée à un mécanisme de piégeage-dépiégeage. La deuxième phase consiste en un recouvrement partiel du courant. Ces observations ne s'appliquent pas aux effets du test HTO à 320 ° C de température de canal, dont la dégradation est progressive. Et enfin le courant chute brutalement. Ces dégradations semblent activées par la température. La loi d'Arrhenius a permis d'extraire une énergie d'activation de 0,6eV, avec pour critère de défaillance une diminution de 15% sur  $I_{DSS}$ .

### 4.3.2 Dégradations des performances statiques

Le tableau 4.5 présente les dégradations des paramètres statiques relevées chez Alcatel-Thalès III-V Lab après vieillissement pour chaque test en débit effectué pour une polarisation électrique  $V_{DS} = 25V$  et  $I_{DS} = 250mA$ .

Test	HTO 175°C	HTO 250°C	HTO 275°C	HTO 320°C
Géométrie de grille	8x75µm	8x75µm	8x75µm	8x75µm
Durée des tests	2080h	2080 h	2080h	1000h
Id @ Vd=8V & Vg=0V	-13%	-26%	-40%	-44%
Gmmax @ Vd=8V	-6%	-10%	-23%	-30%
Gm @ Vg=0V & Vd=8V	-22%	-57%	-59%	-52%
Dérive de Vth	<0,1V	0,2/0,3V	0,3V	0,3V
Ron	+23%	+50%	+128%	+223%

TABLE 4.5 – Dégradation des paramètres statiques des HEMT de la plaque AEC1389 soumis aux tests de vieillissement accéléré HTO à différentes température de canal [9]

Plus la température de canal est élevée, plus les dégradations sont importantes. Sous cette contrainte électrique, ces HEMT ont des dégradations de type similaires et du même ordre de grandeur que ceux de la plaque AEC1388. La transconductance est cependant dégradée aux "basses" températures de canal, mais deux fois plus aux températures de

275 et 320 ° C, alors que la tension de seuil a moins dérivé. Cela suggère la création de pièges dans la couche GaN et à l'interface AlGaN/GaN mais de caractéristiques moins fortes.

### 4.3.3 Dégradations du bruit aux basses fréquences en courant de drain

La figure 4.21 présente les spectres de bruit en courant de drain avant vieillissement, et après les tests HTO 250, 275, et 320 ° C. La forme générale des spectres évolue en fonction de la température de canal du test, à savoir qu'à  $t_0$ , un piège de G-R est détectable, il ne l'est plus après vieillissement, quel que soit le test. Quant à la composante de bruit thermique, elle est encore partiellement visible après le test à 250 ° C, mais est complètement masquée après les tests à 275 et 320 ° C. Le niveau de bruit augmente de manière croissante avec la température de canal des composants pendant les tests de vieillissement accéléré.

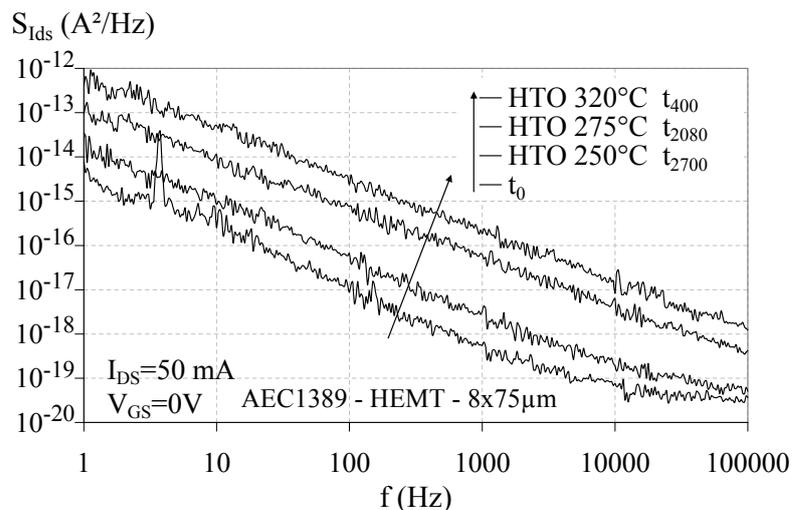


FIGURE 4.21 – Densité spectrale de bruit en courant de drain pour  $V_{GS} = 0$  avant vieillissement, et après les tests HTO 250, 275, et 320 ° C

La figure 4.22 présente la densité spectrale de bruit en  $1/f$  en courant de drain normalisée au carré du courant pour  $V_{GS} = 0$  à  $t_0$ , et après les tests HTO 250, 275, et 320 °C.

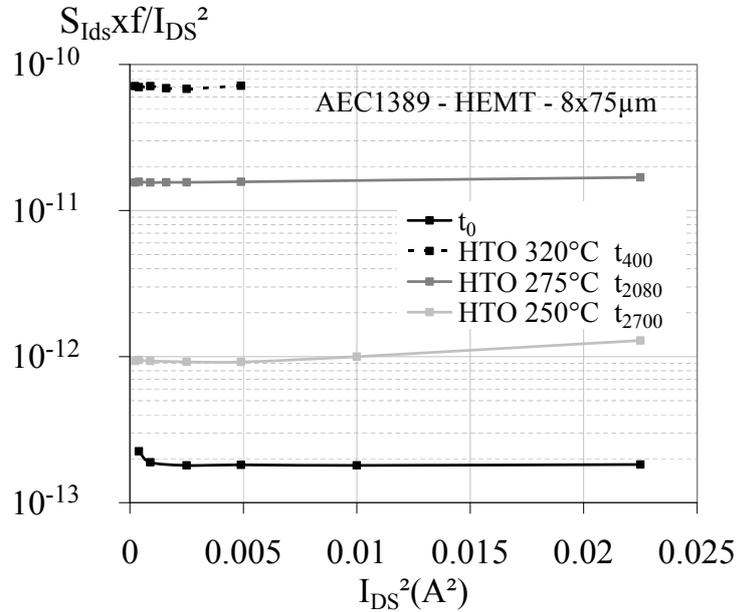


FIGURE 4.22 – Densité spectrale de bruit en courant de drain normalisée au carré du courant pour  $V_{GS} = 0$  avant vieillissement, et après les tests HTO 250, 275, et 320 °C

Tout comme les HEMT de la plaque AEC1388, le bruit en  $1/f$  en courant de drain augmente sous l'influence de la température, ce qui signifie que les fluctuations de la mobilité électronique sont élevées entre drain et source. Comparativement à la plaque AEC1388, le bruit en  $1/f$  a augmenté de manière équivalente aux "hautes" températures, mais la transconductance et la tension de seuil ont subi un peu moins de dégradations. Cela suggère que les pièges créés dans le volume de GaN et à l'interface AlGaN/GaN sont aussi denses que dans la plaque AEC1388, mais leur énergie d'activation ou la section de capture, ou les deux, seraient un peu plus faibles. Lors des extractions de l'énergie d'activation de la dégradation à l'issue du suivi, il a été supposé que trois mécanismes de dégradation intervenaient. Dans les premières heures de vieillissement, intervient un mécanisme de piégeage-dépiégeage activé thermiquement, puis une phase superposée de dégradation relativement lente, et enfin une phase plus rapide de dégradation des paramètres électriques. Ces dégradations seraient dues à l'effet piezoélectrique inverse. Il serait intéressant d'observer des micro-sections similaires à celles effectuées sur la plaque

AEC1388. Cela apporterait des informations sur les défauts responsables de ces effets et des fluctuations de la mobilité, et confirmerait ou contredirait les hypothèses émises.

## 4.4 Conclusion

Les HEMT des plaques AEC1388 et AEC1389, qui présentent des similitudes de comportement, évoluent globalement de la même manière en fonction de la température après des tests de vieillissement accéléré.

Les dégradations des HEMT de la plaque AEC1388 se présentent en deux phases distinctes. La première phase dégrade relativement peu les composants et peut être interprétée comme une phase de stabilisation du comportement des HEMT. La deuxième phase de dégradation a en revanche révélé des défauts ayant entraîné une chute brutale des performances statiques, et une forte augmentation du bruit aux basses fréquences. En effet les HEMT de cette plaque sont sujets à un premier mécanisme de piégeage-dépiégeage en début de vieillissement. Puis un second mécanisme intervient, à "haute" température de canal ; qui dégrade très sévèrement les transistors, ce qui se traduit par un effondrement des caractéristiques et un décalage de la tension de pincement. Le bruit en excès en est également affecté, traduisant une augmentation des fluctuations de la conductivité dans le canal. Les études menées sur les contacts ohmiques ont abouti à la conclusion que les contacts ohmiques n'ont pas subi de dégradations majeures. Ce mécanisme semble être le résultat d'une contrainte piézoélectrique inverse. Ceci a été confirmé par des observations de lames minces au TEM sur lesquelles apparaît un défaut au pied de la grille côté drain, qui s'étend jusque dans la couche AlGaN.

Contrairement à la plaque AEC1388, les HEMT de la plaque AEC1389 ont été analysés en considérant l'action de trois mécanismes de défaillance sur toute la durée des tests, en particulier aux hautes températures. Dans les premières heures de vieillissement, intervient un mécanisme de piégeage-dépiégeage activé thermiquement, puis une phase superposée de dégradation relativement lente, et enfin une phase plus rapide de dégradation des paramètres électriques. La dégradation des performances statiques suggère la présence de pièges de volume et d'interface, et l'augmentation du bruit en  $1/f$  traduit une augmentation des fluctuations de la conductivité. L'hypothèse émise pour expliquer ces dégradations est l'activation de l'effet piézoélectrique inverse, dont les effets se font plus sévères avec la température.



# Conclusion générale

Rappelons les objectifs de ces travaux, liés aux objectifs définis dans le projet Cardynal, qui sont, d'une part, la détection et la caractérisation des défauts, responsables des effets parasites limitant les performances des HEMT étudiés dans ce projet. D'autre part, une des motivations réside dans la compréhension des mécanismes de dégradation de ces composants au cours de tests de vieillissement accéléré, afin de pouvoir évaluer la maturité des filières technologiques.

Deux technologies ont été étudiées pendant ces travaux, la technologie AlGaIn/GaN, à partir de laquelle trois plaques ont été fabriquées, et la technologie AlInN/GaN, à partir de laquelle une plaque a été fabriquée. Une caractérisation électrique statique préalable est nécessaire pour situer les performances des HEMT par rapport à l'état de l'art de la technologie, et détecter d'éventuels effets parasites de fonctionnement. Les HEMT des quatre plaques présentent une densité de courant et une transconductance proches de l'état de l'art. En revanche, le courant de fuite de grille de la technologie AlInN/GaN est particulièrement élevé par rapport à celui de la technologie concurrente basée sur une hétérostructure AlGaIn/GaN. Le courant de fuite de grille serait le résultat du mécanisme tunnel et de l'effet Poole-Frenkel [64]. C'est une technologie encore peu mature, pour laquelle le traitement de surface peut être amélioré afin de limiter ce courant de fuite, et également la qualité du cristal d'AlInN, qui pourrait comporter des pièges. La technologie AlInN/GaN ne présente cependant pratiquement pas de "gate lag" ni de "drain lag", alors que les technologies AlGaIn/GaN présentent des taux relativement faibles, respectivement de l'ordre de 6 et 17%. Deux comportements distincts se manifestent sur la plaque AEC1389, un lot de HEMT pour lequel le retard de commutation de grille est supérieur au retard de commutation de drain, et inversement pour le second lot de HEMT.

L'étude statique des structures TLM et GTLM des PCM a permis d'extraire la valeur de la résistance d'un contact ohmique et de la source de bruit associée, paramètre statique utile à l'étude de la localisation des sources de bruit en  $1/f$  dans les HEMT.

Cette étude a révélé deux comportements différents parmi les plaques étudiées. A  $V_{GS} = 0V$ , la source de bruit prédominante de la plaque KQ031 est localisée dans les contacts ohmiques pour des distances inter-électrodes inférieures à  $40\mu m$ , alors que celle de la plaque AEC1388 est localisée dans le canal pour des distances inter-électrodes supérieures à  $3\mu m$ . Le paramètre de Hooge associé au canal est le plus faible pour la plaque KQ031, soit  $1,2 \times 10^{-5}$ . Il est de  $4 \times 10^{-5}$  pour la plaque AEC1388. La finalité de ce travail était de disposer d'un modèle permettant de quantifier le niveau du bruit en  $1/f$  localisé dans les trois zones suivantes : dans le canal sous la grille, dans les zones du canal non recouvertes par la grille, et au niveau des contacts ohmiques. Ainsi en régime ohmique le niveau de bruit en  $1/f$  modélisé permet d'évaluer avec exactitude le paramètre de Hooge d'une filière technologique connaissant les paramètres physiques et la valeur de la résistance d'un contact ohmique. En revanche le modèle trouve ses limites lors de l'étude du régime de saturation. La mobilité n'est pas connue dans ce mode de fonctionnement, ainsi il n'est pas possible de déterminer avec précision le niveau de bruit en  $1/f$  dans le canal. Malgré cette limitation quant à l'évaluation précise des niveaux de bruit en  $1/f$ , le modèle permet néanmoins de localiser la source de bruit prédominante en régime de saturation pour chaque polarisation grille-source. Cette étude peut également servir de base pour diagnostiquer l'origine des dégradations du bruit aux basses fréquences après vieillissement.

En effet à partir des données fournies par une analyse du bruit en courant de drain aux basses fréquences, le niveau de bruit en  $1/f$  a servi d'outil d'évaluation de la fiabilité des HEMT. Ainsi un lot de HEMT de chaque plaque a été caractérisé et un comportement typique pour chaque plaque a été révélé. Les HEMT présentent tous une composante de bruit en excès en  $1/f$  en régime ohmique et le niveau du bruit thermique atteint pour de faibles courants de polarisation de drain. Pour les plaques AEC1388 et AEC1389, il est de  $1,5 \times 10^{-21} A^2/Hz$  environ à 10 mA à partir de 10 kHz pour les HEMT de géométrie  $2 \times 75\mu m$ . Ce niveau de bruit est comparable à celui d'un HEMT conventionnel à base de GaAs, qui est de  $2,46 \times 10^{-21} A^2/Hz$ . Le niveau de bruit normalisé en  $1/f$  au carré du courant est équivalent pour les deux plaques, de l'ordre de  $8 \times 10^{-13}$ . En revanche, le niveau de bruit normalisé des HEMT de la plaque AEC1561 est plus élevé d'environ une décade par rapport aux HEMT de la technologie AlGaIn/GaN. Seuls les HEMT de la technologie AlGaIn/GaN présentent également une composante de bruit de génération-recombinaison. Un piège a été détecté et une campagne de mesure en température a permis d'extraire une

énergie d'activation de pièges équivalente sur chacune des plaques AEC1388 et AEC1389,  $0,56eV \pm 0,05eV$  pour la plaque AEC1388, et  $0,59eV \pm 0,05eV$  pour la plaque AEC1389.

Des tests de vieillissement accéléré ont été réalisés, principalement en fonctionnement en classe A. Les dégradations observées sur la plaque AEC1388 ont été analysées en deux phases. La première phase consiste en une stabilisation des caractéristiques électriques des HEMT. En effet les paramètres statiques n'ont pas évolué de plus de 20%, critère de défaillance, et les niveaux de bruit n'ont pas évolué non plus. Des tests en débit à différentes températures de canal ont été effectués. La seconde phase de dégradation intervient après 3500 heures de vieillissement à "basse température" (150 et 175°C) et après environ 50 heures de vieillissement à "haute température" (275, et 320°C), et dégrade sévèrement les transistors, ce qui se traduit par un effondrement des caractéristiques  $I_{DS} = f(V_{DS})$ , et un décalage de la tension de seuil. L'analyse des dégradations observées sur la plaque AEC1389 révèle trois mécanismes de dégradation dépendant de la température. Dans les premières heures de vieillissement, intervient un mécanisme de piégeage-dépiégeage activé thermiquement, puis une phase superposée de dégradation relativement lente, et enfin une phase plus rapide de dégradation des paramètres électriques. Dans les deux cas, les tests réalisés à "haute température" provoquent une sévère dégradation du niveau de bruit en excès, d'environ 3 décades par rapport aux données de départ. La composante de bruit de génération-recombinaison est quant à elle masquée par la composante de bruit en  $1/f$  et son évolution ne peut donc pas être analysée.

L'hypothèse émise pour expliquer ces dégradations est l'activation de l'effet piézo-électrique inverse, dont les effets se font plus sévères avec la température. Des observations de lames minces au TEM sur lesquelles ont montré un défaut au pied de la grille côté drain, qui s'étend jusque dans la couche AlGaN. Ce défaut pourrait être responsable des fluctuations de conductivité qui ont entraîné la dégradation du bruit aux basses fréquences.

La caractérisation du bruit en courant de drain et sa modélisation ont permis d'obtenir des réponses quant à la localisation des sources de bruit prédominantes selon les dimensions physiques des composants et la polarisation qui leur est appliquée. Le bruit de génération-recombinaison a permis de détecter et caractériser les pièges profonds dans la couche active. Une campagne de mesures de bruit de grille a été menée lors de la caractérisation approfondie de la plaque AEC1388 avant vieillissement. Cependant, les limitations du dispositif expérimental ont empêché l'obtention de résultats exploitables. Compte tenu des hypothèses qui ont été émises en amont, la comparaison des résultats

avant et après vieillissement des HEMT aurait permis de détecter les pièges de surface et éventuellement de pouvoir les corréler aux défauts observés sur les lames minces. De plus, ces caractérisations peuvent être complétées avec des mesures de transitoires de courant, afin de détecter et caractériser les pièges qui n'ont pas été détectés lors des campagnes de mesures de bruit aux basses fréquences.

# Bibliographie

- [1] G. Meneghesso, “Parasitic Effects in GaN HEMTs and Related Characterization Methods,” IEEE International Reliability Physics Symposium, May 2010.
- [2] H. Morkoc, *Handbook of Nitride Semiconductors and Devices*. Wiley-VCH, 2008, vol. 1.
- [3] F. Calle, “Characterisation of III-Nitride based HEMTs at High Temperature,” ESA and MoD GaN Workshop, March 2009.
- [4] O. Ambacher, R. Dimitrov, M. Stutzmann, B. Foutz, M. Murphy, J. Smart, J. Shealy, N. Chu, K. Weimann, M. Chumbes, B. Green, A. Sierakowski, W. Schaff, and L. Eastman, “Role of spontaneous and piezoelectric polarization induced effects in group-III nitride based heterostructures and devices,” *Physica Status Solidi (B) Basic Research*, vol. 216, no. 1, pp. 381–389, 1999.
- [5] H. Wong, “ECE 499 : Directed studies in ECE : GaN materials and applications (Prof. Lester Eastman),” School of Electrical and Computer Engineering, Cornell University, May 2004.
- [6] G. Meneghesso, F. Zanon, M. Uren, and E. Zanoni, “Anomalous kink effect in GaN high electron mobility transistors,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 100–102, 2009.
- [7] G. Cachier, “Bruit en hyperfréquences, origine et modélisation,” Techniques de l’Ingénieur.
- [8] N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Sury, V. Hoel, J.-C. D. Jaeger, N. De-france, Y. Douvry, C. Dua, M. Oualli, M. Piazza, C. Bru-Chevallier, J.-M. Bluet, and W. Chikhaoui, “Reliability assessment in different HTO test conditions of Al-GaN/GaN HEMTs,” in *IEEE International Reliability Physics Symposium Proceedings*, 2010, pp. 139–145.

- [9] Y. Douvry, V. Hoel, J.-C. D. Jaeger, N. Defrance, C. Sury, N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Dua, M. Oualli, M. Piazza, J.-M. Bluet, W. Chikhaoui, and C. Bru-Chevallier, "Temperature dependent degradation modes in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs," in *European Microwave Week 2010 : Connecting the World, EuMIC 2010 - Conference Proceedings*, 2010, pp. 114–117.
- [10] M. E. Levinshtein, S. L. Rumyantsev, and M. S. Shur, *Properties of Advanced Semiconductor Materials*. Wiley Interscience New York, 2001.
- [11] N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Sury, V. Hoel, J.-C. D. Jaeger, N. Defrance, Y. Douvry, C. Dua, M. Oualli, C. Bru-Chevallier, J.-M. Bluet, and W. Chikhaoui, "Characterisation and modelling of parasitic effects and failure mechanisms in Al-GaN/GaN HEMTs," *Microelectronics Reliability*, vol. 49, no. 9-11, pp. 1216–1221, 2009.
- [12] R. Chu, L. Shen, N. Fichtenbaum, D. Brown, Z. Chen, S. Keller, and U. Mishra, "V-gate Ga<sub>N</sub> HEMTs with 12.2 W/mm and 65% PAE at X-band," in *Device Research Conference - Conference Digest, DRC*, 2008, pp. 205–206.
- [13] H. Sun, A. Alt, H. Benedickter, C. Bolognesi, E. Feltin, J.-F. Carlin, M. Gonschorek, N. Grandjean, T. Maier, and R. Quay, "102 GHz AlInN/GaN HEMTs on silicon with 2.5 W/mm output power at 10 GHz," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 8, pp. 796–798, 2009.
- [14] H. Mathieu, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*, sixieme ed. Dunod, 2004.
- [15] A. Curutchet, "Etude du bruit aux basses fréquences dans les Transistors à Haute Mobilité Electronique à base de Nitrure de Gallium," Ph.D. dissertation, Université Bordeaux 1, 2005.
- [16] O. Jardel, "Contribution a la modelisation des transistors pour l amplification de puissance aux frequences microondes. Developpement d un nouveau modele electro-thermique de HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> incluant les effets de pieges," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [17] J. Kuzmik, "Power electronics on InAlN/(In)Ga<sub>N</sub> : Prospect for a record performance," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 510–512, 2001.
- [18] G. Jessen, J. Gillespie, G. Via, A. Crespo, D. Langley, M. Aumer, C. Ward, H. Henry, D. Thomson, and D. Partlow, "RF power measurements of InAlN/GaN unstrained

- HEMTs on SiC substrates at 10 GHz,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 28, no. 5, pp. 354–356, 2007.
- [19] N. Sarazin, O. Jardel, E. Morvan, R. Aubry, M. Laurent, M. Magis, M. Tordjman, M. Alloui, O. Drisse, J. D. Persio, M. D. F. Poisson, S. Delage, N. Vellas, C. Gaquiere, and D. Theron, “X-band power characterisation of AlInN/AlN/GaN HEMT grown on SiC substrate,” *Electronics Letters*, vol. 43, no. 23, pp. 1317–1318, 2007.
- [20] V. Kumar, D. Kim, A. Basu, and I. Adesida, “0.25  $\mu\text{m}$  self-aligned AlGaIn/GaN high electron mobility transistors,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 18–20, 2008.
- [21] H. Sun, A. Alt, H. Benedickter, and C. Bolognesi, “High-performance 0.1  $\mu\text{m}$  gate AlGaIn/GaN HEMTs on silicon with low-noise figure at 20 GHz,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 107–109, 2009.
- [22] J. Moon, D. Wong, M. Hu, P. Hashimoto, M. Antcliffe, C. McGuire, M. Micovic, and P. Willadson, “55% PAE and high power Ka-band GaN HEMTs with linearized transconductance via n+ GaN source contact ledge,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 8, pp. 834–837, 2008.
- [23] Z. Yang, A. Koudymov, V. Adivarahan, J. Yang, G. Simin, and M. Khan, “High-power operation of III-N MOSHFET RF switches,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 12, pp. 850–852, 2005.
- [24] Z. Yang, X. Hu, J. Yang, G. Simin, M. Shur, and R. Gaska, “Maximum powers of low-loss series-shunt FET RF switches,” *Solid-State Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 117–119, 2009.
- [25] Y. Wu, M. Jacob-Mitos, M. Moore, and S. Heikman, “A 97.8% efficient GaN HEMT boost converter with 300-W output power at 1 MHz,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 8, pp. 824–826, 2008.
- [26] W. Saito, T. Nitta, Y. Kakiuchi, Y. Saito, K. Tsuda, I. Omura, and M. Yamaguchi, “A 120-W boost converter operation using a high-voltage GaN-HEMT,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 8–10, 2008.
- [27] S. Nakamura, T. Mukai, and M. Senoh, “Candela-class high-brightness In-GaN/AlGaIn double-heterostructure blue-light-emitting diodes,” *Applied Physics Letters*, vol. 64, no. 13, pp. 1687–1689, 1994.

- [28] O. Ambacher, "Growth and applications of group III-nitrides," *Journal of Physics D : Applied Physics*, vol. 31, no. 20, pp. 2653–2710, 1998.
- [29] K. Tonisch, C. Buchheim, F. Niebelschatz, A. Schober, G. Gobsch, V. Cimalla, O. Ambacher, and R. Goldhahn, "Piezoelectric actuation of (GaN)/AlGaN/GaN heterostructures," *Journal of Applied Physics*, vol. 104, no. 8, 2008.
- [30] J. Dorsaz, J.-F. Carlin, C. Zellweger, S. Gradecak, and M. Ilegems, "InGaN/GaN resonant-cavity LED including an AlInN/GaN Bragg mirror," *Physica Status Solidi (A) Applied Research*, vol. 201, no. 12, pp. 2675–2678, 2004.
- [31] S. Yamakawa, M. Saraniti, and S. Goodnick, "High field transport in GaN and AlGaN/GaN heterojunctions," in *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, vol. 6471, 2007.
- [32] J. Ibbetson, P. Fini, K. Ness, S. DenBaars, J. Speck, and U. Mishra, "Polarization effects, surface states, and the source of electrons in AlGaN/GaN heterostructure field effect transistors," *Applied Physics Letters*, vol. 77, no. 2, pp. 250–252, 2000.
- [33] C.-T. Chang, S.-K. Hsiao, E. Chang, C.-Y. Lu, J.-C. Huang, and C.-T. Lee, "Changes of electrical characteristics for AlGaN/GaN HEMTs under uniaxial tensile strain," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 3, pp. 213–215, 2009.
- [34] G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U. Mishra, C. Canali, and E. Zanoni, "Surface-related drain current dispersion effects in AlGaN-GaN HEMTs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 51, no. 10, pp. 1554–1561, 2004.
- [35] Y.-K. Kuo and W.-W. Lin, "Band-gap bowing parameter of the  $\text{Al}_x\text{In}_{1-x}\text{N}$  derived from theoretical simulation," *Japanese Journal of Applied Physics, Part 1 : Regular Papers and Short Notes and Review Papers*, vol. 41, no. 9, pp. 5557–5558, 2002.
- [36] S. Grabowski, M. Schneider, H. Nienhaus, W. Manch, R. Dimitrov, O. Ambacher, and M. Stutzmann, "Electron affinity of  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}(0001)$  surfaces," *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 17, pp. 2503–2505, 2001.
- [37] M. Gonschorek, J.-F. Carlin, E. Feltn, M. Py, and N. Grandjean, "High electron mobility lattice-matched AlInN/GaN field-effect transistor heterostructures," *Applied Physics Letters*, vol. 89, no. 6, 2006.

- [38] F. Medjdoub, M. Alomari, J.-F. Carlin, M. Gonschorek, E. Feltin, M. A. Py, N. Grandjean, and E. Kohn, "Barrier-Layer Scaling of InAlN/GaN HEMTs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 89, no. 6, pp. 062–106, August 2008.
- [39] K. Cico, J. Kuzmik, J. Liday, K. Husekova, G. Pozzovivo, J.-F. Carlin, N. Grandjean, D. Pogany, P. Vogrincic, and K. Fröhlich, "InAlN/GaN metal-oxide-semiconductor high electron mobility transistor with Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> insulating films grown by metal organic chemical vapor deposition using Ar and NH<sub>3</sub> carrier gases," *Journal of Vacuum Science*, vol. 27, no. 1, pp. 218–221, January/February 2009.
- [40] H. Morkoc, *Handbook of Nitride Semiconductors and Devices*. Wiley-VCH, 2008, vol. 3.
- [41] L. Lacheze, "Etude et simulation physique des effets parasites dans les HEMTs Al-GaN/GaN," Ph.D. dissertation, Université Bordeaux 1, 2009.
- [42] O. Mitrofanov and M. Manfra, "Mechanisms of gate lag in GaN/AlGaN/GaN high electron mobility transistors," *Superlattices and Microstructures*, vol. 34, no. 1-2, pp. 33–53, 2003.
- [43] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra, "The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGaN/GaN HFETs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 560–566, 2001.
- [44] J. Kuzmik, J.-F. Carlin, M. Gonschorek, A. Kostopoulos, G. Konstantinidis, G. Pozzovivo, S. Golka, A. Georgakilas, N. Grandjean, G. Strasser, and D. Pogany, "Gate-lag and drain-lag effects in (GaN)/InAlN/GaN and InAlN/AlN/GaN HEMTs," *Physica Status Solidi (A) Applications and Materials*, vol. 204, no. 6, pp. 2019–2022, 2007.
- [45] S. Binari, P. Klein, and T. Kazior, "Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1048–1058, 2002.
- [46] J. Bardwell, S. Haffouz, W. McKinnon, C. Storey, H. Tang, G. Sproule, D. Roth, and R. Wang, "The effect of surface cleaning on current collapse in AlGaN/GaN HEMTs," *Electrochemical and Solid-State Letters*, vol. 10, no. 2, pp. H46–H49, 2007.
- [47] K. Horio, k. Yonemoto, H. Takayanagi, and H. Nakano, "Physics-based simulation of buffer-trapping effects on slow current transients and current collapse in GaN field effect transistors," *Journal of Applied Physics*, vol. 98, no. 12, pp. 1–7, 2005.

- [48] I. Daumiller, D. Theron, C. Gaquiere, A. Vescan, R. Dietrich, A. Wieszt, H. Leier, R. Vetury, U. Mishra, I. Smorchkova, S. Keller, N. Nguyena, C. Nguyena, and E. Kohn, "Current instabilities in GaN-based devices," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 62–64, 2001.
- [49] B. Green, K. Chu, E. Chumbes, J. Smart, J. Shealy, and L. Eastman, "Effect of surface passivation on the microwave characteristics of undoped AlGaIn/GaN HEMT's," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 268–270, 2000.
- [50] A. Vertiatchikh, L. Eastman, W. Schaff, and T. Prunty, "Effect of surface passivation of AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistor," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 8, pp. 388–389, 2002.
- [51] G. Koley, V. Tilak, L. Eastman, and M. Spencer, "Slow transients observed in AlGaIn/GaN HFETs : Effects of SiN<sub>x</sub> passivation and UV illumination," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, no. 4, pp. 886–893, 2003.
- [52] V. Tilak, B. Green, H. Kim, R. Dimitrov, J. Smart, W. Schaff, J. Shealy, and L. Eastman, "Effect of passivation on AlGaIn/GaN HEMT device performance," in *IEEE International Symposium on Compound Semiconductors, Proceedings*, 2000, pp. 357–363.
- [53] T. Kikkawa, M. Nagahara, N. Okamoto, Y. Tateno, Y. Yamaguchi, N. Hara, K. Joshin, and P. Asbeck, "Surface-charge controlled AlGaIn/GaN power HFET without current collapse and Gm dispersion," in *Technical Digest - International Electron Devices Meeting*, 2001, pp. 585–588.
- [54] G. Meneghesso, F. Rampazzo, P. Kordos, G. Verzellesi, and E. Zanoni, "Current collapse and high-electric-field reliability of unpassivated GaN/AlGaIn/GaN HEMTs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 12, pp. 2932–2940, 2006.
- [55] T. Kikkawa, T. Maniwa, H. Hayashi, M. Kanamura, S. Yokokawa, M. Nishi, N. Adachi, M. Yokoyama, Y. Tateno, and K. Joshin, "An over 200 W output power GaN HEMT push-pull amplifier with high reliability," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, 2004, pp. 1347–1350.
- [56] A. Caddemi, G. Crupi, and N. Donato, "On the soft breakdown phenomenon in AlGaAs/InGaAs HEMT : An experimental study down to cryogenic temperature," *Solid-State Electronics*, vol. 49, no. 6, pp. 928–934, 2005.

- [57] B. Brar, K. Boutros, R. DeWames, V. Tilak, R. Shealy, and L. Eastman, "Impact Ionization in High Performance AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs," in *Proceedings IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices*, 2002, pp. 487–491.
- [58] S. Nuttinck, E. Gebara, J. Laskar, and M. Harris, "Floating-body effect in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> power HEMT," in *Proceeding of GaAs Symposium*, 2002, pp. 33–36.
- [59] R. Cuervo, Y. Pei, Z. Chen, S. Keller, S. DenBaars, F. Calle, and U. Mishra, "The kink effect at cryogenic temperatures in deep submicron AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 3, pp. 209–212, 2009.
- [60] H. Hasegawa, T. Inagaki, S. Ootomo, and T. Hashizume, "Mechanisms of current collapse and gate leakage currents in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure field effect transistors," *Journal of Vacuum Science and Technology B : Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 21, no. 4, pp. 1844–1855, 2003.
- [61] H. Zhang, E. Miller, and E. Yu, "Analysis of leakage current mechanisms in Schottky contacts to Ga<sub>N</sub> and Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>N/Ga<sub>N</sub> grown by molecular-beam epitaxy," *Journal of Applied Physics*, vol. 99, no. 2, pp. 1–6, 2006.
- [62] S. Hong, K. Shim, and J. Yang, "Reduced gate leakage current in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT by oxygen passivation of AlGa<sub>N</sub> surface," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 18, pp. 1091–1093, 2008.
- [63] V. Adivarahan, J. Yang, A. Koudymov, G. Simin, and M. Khan, "Stable CW operation of field-plated Ga<sub>N</sub>-AlGa<sub>N</sub> MOSHFETs at 19 W/mm," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, no. 8, pp. 535–537, 2005.
- [64] W. Chikhaoui, J.-M. Bluet, M.-A. Poisson, N. Sarazin, C. Dua, and C. Bru-Chevallier, "Current deep level transient spectroscopy analysis of AlInN/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors : Mechanism of gate leakage," *Applied Physics Letters*, vol. 96, no. 7, 2010.
- [65] Y. Mori, *Electronique pour le traitement du signal. Volume 2, Notions de signal et de bruit : signal deterministe, processus stochastique et sources de bruit*. Lavoisier, 2006, vol. 2.
- [66] A. Van Der Ziel, "Noise : sources, characterization, measurements," Prentice-Hall Electrical Engineering Series, 1970.
- [67] F. Hooge, T. Kleinpenning, and L. Vandamme, "Experimental studies on 1/f noise," *Reports on Progress in Physics*, vol. 44, no. 5, pp. 479–532, 1981.

- [68] J. G. Tartarin, “Le bruit de fond électrique dans les composants actifs, circuits et systèmes des hautes fréquences : Des causes vers les effets,” Habilitation à diriger des recherches délivrée par l’Université Paul Sabatier, 2009.
- [69] C. Chambon, “Etude du bruit électrique dans les dispositifs fonctionnant en régime non linéaire. Application à la conception d’amplificateurs micro-ondes faible bruit,” Ph.D. dissertation, Université Paul Sabatier, 2007.
- [70] A. Greens and Y. Rolain, “Noise figure measurements on non linear devices,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 50, no. 4, pp. 971–975, 2001.
- [71] S. Rumyantsev, N. Pala, M. Shur, E. Borovitskaya, A. Dmitriev, M. Levinshtein, R. Gaska, M. Khan, J. Yang, X. Hu, and G. Simin, “Generation-recombination noise in GaN/AlGa<sub>N</sub> heterostructure field effect transistors,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 530–533, 2001.
- [72] M. Levinshtein and S. Rumyantsev, “Noise spectroscopy of local levels in semiconductors,” *Semiconductor Science and Technology*, vol. 9, no. 6, pp. 1183–1189, 1994.
- [73] A. Balandin, K. Wang, S. Cai, R. Li, C. Viswanathan, E. Wang, and M. Wojtowicz, “Investigation of flicker noise and deep-levels in GaN/AlGa<sub>N</sub> transistors,” *Journal of Electronic Materials*, vol. 29, no. 3, pp. 297–301, 2000.
- [74] F. Hooge, “On expressions for 1 f noise in mobility,” *Physica B+C*, vol. 114, no. 3, pp. 391–392, 1982.
- [75] N. Pala, S. Rumyantsev, M. Shur, R. Gaska, X. Hu, J. Yang, G. Simin, and M. Khan, “Low frequency noise in AlGa<sub>N</sub>/InGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> double heterostructure field effect transistors,” *Solid-State Electronics*, vol. 47, no. 6, pp. 1099–1104, 2003.
- [76] S. Jha, C. Surya, K. Chen, K. Lau, and E. Jelencovic, “Low-frequency noise properties of double channel AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs,” *Solid-State Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 606–611, 2008.
- [77] M. Nakajima, T. Ohsawa, K. Nomoto, and T. Nakamura, “Low-frequency noise characteristics in ion-implanted Ga<sub>N</sub>-based HEMTs,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 8, pp. 827–829, 2008.
- [78] S. Vitusevich, S. Danylyuk, N. Klein, M. Petrychuk, and A. Belyaev, “Power and temperature dependence of low frequency noise in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> transmission line model structures,” *Journal of Applied Physics*, vol. 96, no. 10, pp. 5625–5630, 2004.

- 
- [79] S. Vitusevich, S. Danylyuk, M. Petrychuk, O. Antoniuk, N. Klein, and A. Belyaev, "Equilibrium and non-equilibrium 1/f noise in AlGaN/GaN TLM structures," *Applied Surface Science*, vol. 238, no. 1-4 SPEC. ISS., pp. 143–146, 2004.
- [80] S. Park, C. Floresca, U. Chowdhury, J. Jimenez, C. Lee, E. Beam, P. Saunier, T. Babilstreri, and M. Kim, "Physical degradation of GaN HEMT devices under high drain bias reliability testing," *Microelectronics Reliability*, vol. 49, no. 5, pp. 478–483, 2009.
- [81] J. del Alamo and J. Joh, "GaN HEMT reliability," *Microelectronics Reliability*, vol. 49, no. 9-11, pp. 1200–1206, 2009.



# Publications

## Articles dans des revues avec comité de lecture

1. N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Sury, V. Hoel, J.C. De Jaeger, N. Defrance, Y. Douvry, C. Dua, M. Oualli, C. Bru-Chevallier, J.M. Bluet, W. Chikhaoui, *Characterisation and modelling of parasitic effects and failure mechanisms in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs*, 20th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF'09), Arcachon, France - Microelectronics Reliability, vol. 49, pp 1222-1225 (2009)

## Communications internationales avec actes

1. N. Malbert, C. Sury, A. Curutchet, N. Labat, C. Dua, M. Oualli, V. Hoel, Y. Douvry, J.C. De Jaeger, C. Bru-Chevallier, W. Chikhaoui, J.M. Bluet, *Cardynal ANR project : Characterisation of the parasitic effects in AlInN/AlN/GaN HEMTs*, International ESA-MOD Workshop on GaN Microwave Component Technologies (2010)
2. Y. Douvry, F. Lecourt, N. Defrance, V. Hoel, J.C. De Jaeger, C. Sury, N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Dua, M. Oualli, M. Piazza, J. Bluet, W. Chikhaoui, C. Bru-Chevallier, *Degradations during Temperature dependent degradation modes in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs*, 40th European Solid State Device Research Conference (ESSDERC'10), Séville, Spain (2010)
3. Y. Douvry, V. Hoel, J.C. De Jaeger, N. Defrance, N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Sury, C. Dua, M. Oualli, M. Piazza, J.M. Bluet, W. Chikhaoui, C. Bru-Chevallier, *Temperature dependent degradation modes in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs*, European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC'10), Paris, France (2010)
4. N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Sury, V. Hoel, J.C. De Jaeger, N. Defrance, Y. Douvry, C. Dua, M. Oualli, M. Piazza, C. Bru-Chevallier, J.M. Bluet, W. Chikhaoui, *Reliability assessment in different HTO test conditions of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>*

- HEMTs*, Proceeding Conference IRPS, IEEE International Reliability Physics Symposium, Catalog number CFP10RPS-CDR, Anaheim, Californie (Etats-Unis), ISBN 978-1-4244-5431-0 (2010)
5. C. Sury, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, *Low Frequency Noise Evolution of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT after 2000 hours of HTRB and HTO life tests*, AIP Proceeding of the International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF'09), Pisa, Italie, pp 625- 628 (2009)
  6. N. Malbert, A. Curutchet, N. Labat, C. Sury, C. Dua, M. Oualli, V. Hoel, J.C. De Jaeger, Y. Douvry, N. Defrance, C. Bru-Chevallier, J.M. Bluet, W. Chikhaoui, *Characterisation and modelling of parasitic effects and failure mechanisms in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs*, International ESA-MOD Workshop on GaN Microwave Component Technologies, Ulm (Germany), (2009)

#### **Communications nationales avec actes**

1. C.Sury, N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, C. Dua, M. Oualli, M-A. Di Forte-Poisson, R.Aubry, " Dégradation du bruit en courant de drain de HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> sur substrat SiC" 17èmes Journées Nationales Microondes (JNM'11), Brest, France - 2011
2. A. Curutchet, C.Sury, N. Malbert, N. Labat, " Caractérisation et modélisation des sources de bruit aux basses fréquences dans la filière HEMT à base de Nitrure de Gallium " 16èmes Journées Nationales Microondes (JNM'09), Grenoble, France - 2009
3. C. Sury, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, " Extraction et modélisation des sources de bruit aux basses fréquences des hétérostructures à base de Nitrure de Gallium " 12èmes Journées Nano, Micro, et Optoélectronique (JNMO'08), Ile d'Oléron, France - 2008
4. C. Sury, A. Curutchet, N. Malbert, N. Labat, " Etude du bruit aux basses fréquences des contacts ohmiques des hétérostructures à base de Nitrure de Gallium " Journées Nationales du Réseau des Doctorants en Microélectronique, (JNRDM'08), Bordeaux, France - 2008

---

## Localisation et évolution des sources de bruit en basses fréquences de HEMTs GaN sous contraintes électriques

---

**Résumé :** Les HEMT à base de nitrure de gallium sont des composants très prometteurs en termes de performances en puissance et de fréquence de travail. L'enjeu est donc de développer des technologies performantes et fiables, afin d'intégrer ces transistors aux systèmes hyperfréquences, notamment dans le domaine des télécommunications, et en milieu durci. Les travaux ont été focalisés sur l'étude de la localisation des sources de bruit en excès aux basses fréquences, et de leur évolution suite aux phases de tests de vieillissement accéléré. Les caractérisations électriques ont été réalisées sur des structures fabriquées sur quatre plaques, dont trois sont basées sur une hétérostructure AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, et la quatrième sur l'hétérostructure AlIn<sub>N</sub>/AlN/GaN. Les résultats obtenus ont permis de valider une méthode de modélisation des sources de bruit en 1/f, localisées dans les zones d'accès aux contacts ohmiques et dans le canal. Des tests de vieillissement accéléré sous contraintes électriques ont permis de détecter des dégradations des performances statiques et du niveau de bruit en excès. Les effets combinés de piégeage et des effets thermiques expliquent ces dégradations, la température s'en étant révélée un facteur d'accélération.

**Mots-clés :** HEMT, AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, AlIn<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, hyperfréquences, caractérisations électriques, bruit aux basses fréquences, modélisation, sources de bruit en 1/f, fiabilité, tests de vieillissement accéléré, contraintes électriques

---

## Localization and evolution of low frequency noise sources of GaN HEMT under electrical stress

---

**Abstract :** The HEMT based on GaN materials are very promising, speaking of performance in power and frequency. The challenge is to develop efficient and reliable GaN based technologies, to integrate these transistors to power microwave circuits, especially in the telecommunications field and on harsh environment. The work was focused on the study of the location of low frequency noise sources, and their evolution after accelerated life tests. The electrical characterizations were performed on structures made on four different wafers, three based on the AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure, and the fourth based on the AlIn<sub>N</sub>/AlN/GaN heterostructure. Thanks to the achieved results, a method for modeling 1/f noise sources, located in the channel and in the ohmic contacts access areas, has been validated. Life tests under electrical stress have been performed to detect DC and excess noise degradation. These degradations are explained by combined effects of trapping and thermal phenomena, with the temperature as an acceleration factor of degradation.

**Key-words :** HEMT, AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, AlIn<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, microwave, electrical characterization, low frequency noise, modelization, 1/f noise sources modelization, reliability, accelerated life tests, electrical stress

---

**Discipline :** électronique

Université Bordeaux 1, CNRS UMR 5218, IMS Bordeaux - Bâtiment A31 351 Cours de la Libération - 33405 TALENCE