

N° d'ordre : 3025

# THESE

Présentée à

## L'UNIVERSITE BORDEAUX 1

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par Arnaud CURUTCHET

Pour obtenir le grade de

### DOCTEUR

SPECIALITE : Electronique

\*\*\*\*\*

**Etude du bruit aux basses fréquences dans les Transistors à  
Haute Mobilité Electronique à base de Nitrure de Gallium**

\*\*\*\*\*

Soutenue le 28 Septembre 2005

Après avis de :

<b>MM. Christophe GAQUIERE</b>	Professeur, IEMN Université Lille I	<b>Rapporteurs</b>
<b>Matteo VALENZA</b>	Professeur, Université Montpellier II	

Devant la commission d'examen formée par :

<b>MM. Sylvain DELAGE</b>	Ingénieur, THALES	<b>Président</b>
<b>André TOUBOUL</b>	Professeur, Université Bordeaux I	
<b>Mme. Nathalie LABAT</b>	Professeur, Université Bordeaux I	<b>Directrice de thèse</b>
<b>Mme. Nathalie MALBERT</b>	Maître de Conférence, Université Bordeaux I	
<b>M. François GARAT</b>	Ingénieur, ESA-ESTEC	<b>Membre invité</b>

Pour toi mon cher papa, qui n'est plus là.



Remerciements



## Remerciements :

*Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire de Microélectronique IXL de l'Université Bordeaux I, dirigé par Monsieur le professeur A. Touboul, que je remercie pour l'accueil au sein du laboratoire.*

*Je remercie Madame le professeur N. Labat, Directrice de cette thèse, pour la confiance et l'autonomie qu'elle a su m'accorder tout le long de ces travaux.*

*Je remercie Madame N. Malbert, maître de conférences à l'Université Bordeaux I et co-Directrice de cette thèse, pour son soutien, son aide, et sa confiance durant ces trois années.*

*Je remercie tout particulièrement Monsieur F. Verdier, Maître de conférences à l'Université Bordeaux I, pour toutes les réponses qu'il a pu me donner depuis le début de cette thèse, ainsi que pour les nombreuses discussions enrichissantes que l'on a pu avoir ensemble.*

*Je remercie également Monsieur F. Garat, ingénieur à l'ESTEC, pour m'avoir initié au monde de la recherche, en me donnant les outils indispensables à la réalisation de ces travaux, et pour m'avoir fait découvrir la technologie du Nitrure de Gallium.*

*Je remercie Monsieur G. Guffroy, doctorant au laboratoire IXL, pour son amitié et son aide dans la programmation d'outils d'automatisation dans le traitement des données.*

*Je remercie également Monsieur L. Hirsh, chercheur au CNRS, et Monsieur A. Barrière, professeur de l'Université Bordeaux I, pour leurs réponses concernant la physique du Nitrure de Gallium.*

*Je remercie Messieurs B. Plano et B. Levrier, ingénieur au laboratoire ixl, pour leur aide dans la réalisation des photographies et des essais de micro sections effectués sur les composants.*

*Je remercie également Messieurs J. Marchand et G. Serpi, stagiaires que j'ai encadré, pour les nombreuses mesures qu'ils ont réalisées dans cette salle de manipulation bien obscure.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur S. Destor, technicien au laboratoire IXL, pour son aide à la fabrication des pièces mécaniques constituant le banc de mesure de bruit aux basses fréquences utilisé dans le cadre de ces travaux.*

*Je tiens à remercier Mme Tea, employée au laboratoire IXL, pour les gentils sourires et les bonjours journaliers.*

*Sur un plan plus personnel, je tiens à remercier ma mère, mes proches, mes vieux amis Andernosiens, tels que, sans ordre de préférence, Régis et Aurélie, Romain (merci à tes talents sur Excel ) et Laura, et Patrice. Egalement, je remercie mes tout aussi vieux amis Peyrehoradais, Hervé, Romain, et David.*





Table des matières





---

## Table des matières

<i>Remerciements</i> .....	3
<i>Table des matières</i> .....	7
<i>Introduction générale</i> .....	13
<b>I. CHAPITRE I : Le HEMT à base de nitrure de gallium</b> .....	<b>17</b>
<b>I.1 Introduction</b> .....	<b>19</b>
<b>I.2 Pourquoi le nitrure de gallium ?</b> .....	<b>20</b>
I.2.1 Généralités.....	20
I.2.2 Structures cristallines du GaN.....	21
I.2.2.1 Structure wurtzite .....	21
I.2.2.2 Structure zinc blende.....	22
I.2.3 Propriétés particulières du GaN wurtzite .....	23
I.2.3.1 Polarisation spontanée.....	23
I.2.3.2 Polarisation piézoélectrique .....	24
I.2.4 Inconvénients du GaN.....	24
I.2.5 Le GaN face aux autres matériaux pour les applications micro-ondes.....	25
I.2.6 Paramètres physiques du GaN sous forme wurtzite.....	25
<b>I.3 Fonctionnement du HEMT à base de nitrure de gallium</b> .....	<b>26</b>
I.3.1 Généralités.....	26
I.3.2 Hétéro-structure classique AlGaN/GaN.....	27
I.3.3 Hétéro-structure avec couche espaceur AlGaN/AlN/GaN.....	32
I.3.4 Mobilité dans les HEMTs basés sur GaN .....	36
<b>I.4 Fabrication des HEMTs à base de nitrure de gallium</b> .....	<b>37</b>
I.4.1 Les substrats .....	37
I.4.1.1 Substrat silicium.....	38
I.4.1.2 Substrat saphir .....	38
I.4.1.3 Substrat carbure de silicium .....	38
I.4.1.4 Substrat GaN .....	39
I.4.1.5 Autres matériaux substrats .....	40
I.4.1.6 Principaux paramètres physique des matériaux utilisés pour la réalisation de substrats .....	40
I.4.2 Techniques d'épitaxie employées dans la filière GaN.....	42
I.4.2.1 Croissance MOVPE .....	42
I.4.2.2 Croissance MBE.....	43
I.4.2.3 Croissance HVPE.....	43
I.4.2.4 Avantages et inconvénients des différentes techniques d'épitaxie .....	44
I.4.3 Croissance du GaN sur les substrats .....	45
I.4.3.1 Couche tampon en AlN.....	45
I.4.3.2 Super Réseau AlN/GaN .....	46
I.4.3.3 Procédés ELO.....	46
I.4.3.4 Procédé PENDEO .....	47
I.4.4 Structure des HEMTs basés sur GaN.....	48
I.4.5 Le dopage par implantation ionique.....	49
I.4.5.1 Dopage de type n par implantation ionique .....	49
I.4.5.2 Dopage de type p par implantation ionique .....	50

I.4.6	Isolement des composants.....	51
I.4.7	Les contacts ohmiques .....	52
I.4.8	Les grilles .....	54
I.4.8.1	Métallisation de grille.....	54
I.4.8.2	Topologie de grille .....	57
I.4.9	La passivation.....	58
I.4.9.1	Dissipation thermique, encapsulation. ....	60
<b>I.5</b>	<b>Applications et performances des HEMTs à base de GaN.....</b>	<b>61</b>
<b>I.6</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>65</b>
<b>I.7</b>	<b>Références du chapitre I.....</b>	<b>66</b>
<b>II</b>	<b>CHAPITRE II : Présentation des technologies et caractérisation statique.....</b>	<b>69</b>
<b>II.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>71</b>
<b>II.2</b>	<b>Présentation des technologies étudiées .....</b>	<b>71</b>
II.2.1	Technologie T_Si .....	71
II.2.2	Technologies T_Sap[A] et T_SiC[A] .....	72
II.2.3	Technologie T_Sap[B] .....	74
II.2.4	Technologie T_SiC[B] .....	75
II.2.5	Récapitulatif des principaux paramètres des technologies.....	76
<b>II.3</b>	<b>Modèle électrique du HEMT à base de nitrure de gallium .....</b>	<b>77</b>
II.3.1	Modèle du contrôle de charges.....	78
II.3.2	Caractéristiques courant-tension .....	79
II.3.3	Résistances parasites de source et de drain .....	80
II.3.4	Schéma équivalent du transistor HEMT .....	81
<b>II.4</b>	<b>Caractérisation électrique statique.....</b>	<b>83</b>
II.4.1	Présentation des caractéristiques de sortie par technologie .....	83
II.4.1.1	Caractéristiques de sortie de la technologie T_Si .....	83
II.4.1.2	Caractéristiques de sortie de la technologie T_Sap[A] .....	85
II.4.1.3	Caractéristiques de sortie de la technologie T_SiC[A] .....	86
II.4.1.4	Caractéristiques de sortie de la technologie T_Sap[B] .....	88
II.4.1.5	Caractéristiques de sortie de la technologie T_SiC[B] .....	89
II.4.2	Extraction de $R_{DS}$ et de $I_{DSS}$ .....	90
II.4.3	Extraction de la tension de seuil $V_{th}$ et de la transconductance $g_m$ .....	92
II.4.4	Extraction des paramètres des contacts Schottky.....	94
II.4.4.1	Extraction du facteur d'idéalité $n$ et du courant de saturation $I_s$ .....	95
II.4.4.2	Extraction de la hauteur de la barrière de potentiel $\phi_B$ .....	97
II.4.5	Extraction de la densité de puissance et de la charge optimale.....	98
II.4.6	Extraction des résistances parasites et de la résistance du canal ouvert.....	99
II.4.7	Paramètres statiques du HEMT le plus performant de chaque technologie... ..	104
II.4.8	Effets parasites : impact sur les performances statiques .....	104
II.4.8.1	Effet de la température .....	104
II.4.8.2	Effet du sens de variation de $V_{GS}$ .....	106
II.4.8.3	Effet de la lumière .....	107
<b>II.5</b>	<b>Performances fréquentielles : <math>f_t</math> et <math>f_{max}</math> .....</b>	<b>108</b>
<b>II.6</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>110</b>
<b>II.7</b>	<b>Références du chapitre II .....</b>	<b>111</b>

<b>III</b>	<b>CHAPITRE III : Etude du bruit aux basses fréquences en courant de drain .....</b>	<b>113</b>
<b>III.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>115</b>
<b>III.2</b>	<b>Généralités sur le bruit aux basses fréquences .....</b>	<b>115</b>
III.2.1	Approche mathématique .....	115
III.2.2	Les différents mécanismes de bruit aux basses fréquences.....	117
III.2.2.1	Bruit blanc .....	117
III.2.2.2	Bruit en excès .....	117
III.2.3	Bruit dans les oscillateurs.....	120
III.2.4	Banc de mesure et validité de mesure .....	121
III.2.4.1	Présentation générale du banc de mesure.....	122
III.2.4.2	Principe de la mesure du bruit BF en courant de drain .....	123
III.2.4.3	Circuit équivalent du HEMT en incluant les sources de bruit .....	126
III.2.4.4	Utilisation du banc de mesure : Récapitulatif .....	127
<b>III.3</b>	<b>Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation.....</b>	<b>128</b>
III.3.1	En régime ohmique à $V_{GS} = 0$ V .....	128
III.3.1.1	Evolution du bruit en courant de drain en fonction de $I_{DS}$ .....	129
III.3.1.2	Comparaison des spectres de bruit en courant de drain .....	138
III.3.1.3	Extraction du paramètre de Hooge.....	138
III.3.1.4	Paramètre de Hooge : état de l'art.....	140
III.3.2	Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation .....	142
<b>III.4</b>	<b>Modélisation des sources de bruit responsables du bruit en courant de drain</b>	<b>145</b>
III.4.1	Localisation des sources de bruit dans le canal.....	145
III.4.1.1	Approche classique .....	148
III.4.1.2	Approche utilisée dans ces travaux .....	149
III.4.2	Résultats expérimentaux .....	151
III.4.3	Interprétation des résultats .....	160
III.4.4	Conclusion.....	162
<b>III.5</b>	<b>Simulation du bruit aux basses fréquences avec les logiciels de CAO .....</b>	<b>163</b>
<b>III.6</b>	<b>Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la température.....</b>	<b>165</b>
III.6.1	Présentation du dispositif expérimental .....	165
III.6.2	Principe d'extraction de l'énergie d'activation des pièges.....	166
III.6.3	Signature des pièges profonds : résultats .....	168
III.6.4	Localisation des pièges et identification de leur section de capture .....	169
III.6.4.1	Localisation des pièges dans le canal 2DEG.....	169
III.6.4.2	Localisation des pièges dans la couche barrière AlGaIn .....	170
<b>III.7</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>171</b>
<b>III.8</b>	<b>Références du chapitre III.....</b>	<b>173</b>
<b>IV</b>	<b>CHAPITRE IV : Bruit basses fréquences associé au courant de grille et corrélation entre bruit de grille et bruit de drain .....</b>	<b>175</b>
<b>IV.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>177</b>
<b>IV.2</b>	<b>Bruit basses fréquences en courant de grille .....</b>	<b>177</b>
IV.2.1	Introduction .....	177
IV.2.2	Le bruit basses fréquences dans les diodes .....	177
IV.2.2.1	Modèle de Hsu .....	178

IV.2.2.2	Modèles de Kleinpenning et de Luo .....	178
IV.2.2.3	Modèles de MEVA.....	179
IV.2.3	Le bruit basses fréquences associé au courant de grille des HEMTs.....	181
IV.2.3.1	HEMT polarisé en diode : circuit équivalent .....	181
IV.2.3.2	A propos de la mesure de $S_{ig}$ à $V_{GS} > 0V$ et $V_{DS} = 0 V$ .....	182
IV.2.3.3	A propos de la mesure de $S_{ig}$ à $V_{GS} < 0V$ et $V_{DS} = 0 V$ .....	182
IV.2.3.4	A propos de la mesure de $S_{ig}$ à $V_{GS} < 0V$ et $V_{DS} > 0 V$ : .....	182
IV.2.4	Caractéristiques du banc de mesure .....	182
IV.2.5	Evolution du bruit en courant de grille en fonction de la polarisation.....	185
IV.2.5.1	Mesures à $V_{GS} > 0 V$ .....	185
IV.2.5.2	Mesures à $V_{GS} < 0 V$ .....	186
IV.2.5.3	Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille en fonction de $V_{DS}$ , à $V_{GS}$ constant .....	189
IV.2.6	Comparaison technologique du niveau du bruit en 1/f associé au courant de grille	191
IV.2.7	Modélisation du bruit basses fréquences en courant de grille.....	193
IV.2.8	Conclusion.....	194
<b>IV.3</b>	<b>Mesures de corrélation entre le bruit de grille et le bruit de drain .....</b>	<b>195</b>
IV.3.1	Fonction de cohérence.....	196
IV.3.2	Résultats expérimentaux : Analyse de la contribution des fluctuations du courant de grille sur le bruit en sortie.....	198
IV.3.2.1	Etude en régime ohmique.....	198
IV.3.2.2	Etude en régime de saturation .....	202
IV.3.3	Synthèse des résultats obtenus sur la corrélation .....	206
<b>IV.4</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>209</b>
<b>IV.5</b>	<b>Références du chapitre IV .....</b>	<b>211</b>
	<b>Conclusion générale.....</b>	<b>213</b>
	<b>Liste des symboles.....</b>	<b>219</b>
	<b>Liste des figures.....</b>	<b>223</b>
	<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>229</b>
	<b>Annexes du chapitre II.....</b>	<b>231</b>
A.II.1	Caractéristiques de transfert des technologies étudiées :.....	231
A.II.2	Caractéristiques d'entrée des technologies étudiées.....	234
A.II.3	Principaux paramètres statiques des composants étudiés.....	235
	<b>Annexes du chapitre III.....</b>	<b>237</b>
A.III.1	Validité de la mesure du bruit en courant de drain.....	237
A.III.2	Etude du banc de mesure : Résultats expérimentaux .....	239
A.III.3	Extraction des résistances du canal sous la grille et dans les zones d'accès .....	242
	<b>Annexes du chapitre IV.....</b>	<b>245</b>
A.IV.1	Fonction de transfert corrigée de l'amplificateur EG&G 5182.....	245
A.IV.2	Performances de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182 : .....	245
	<b>Publications associées à ce travail.....</b>	<b>247</b>



Introduction générale



## Introduction générale

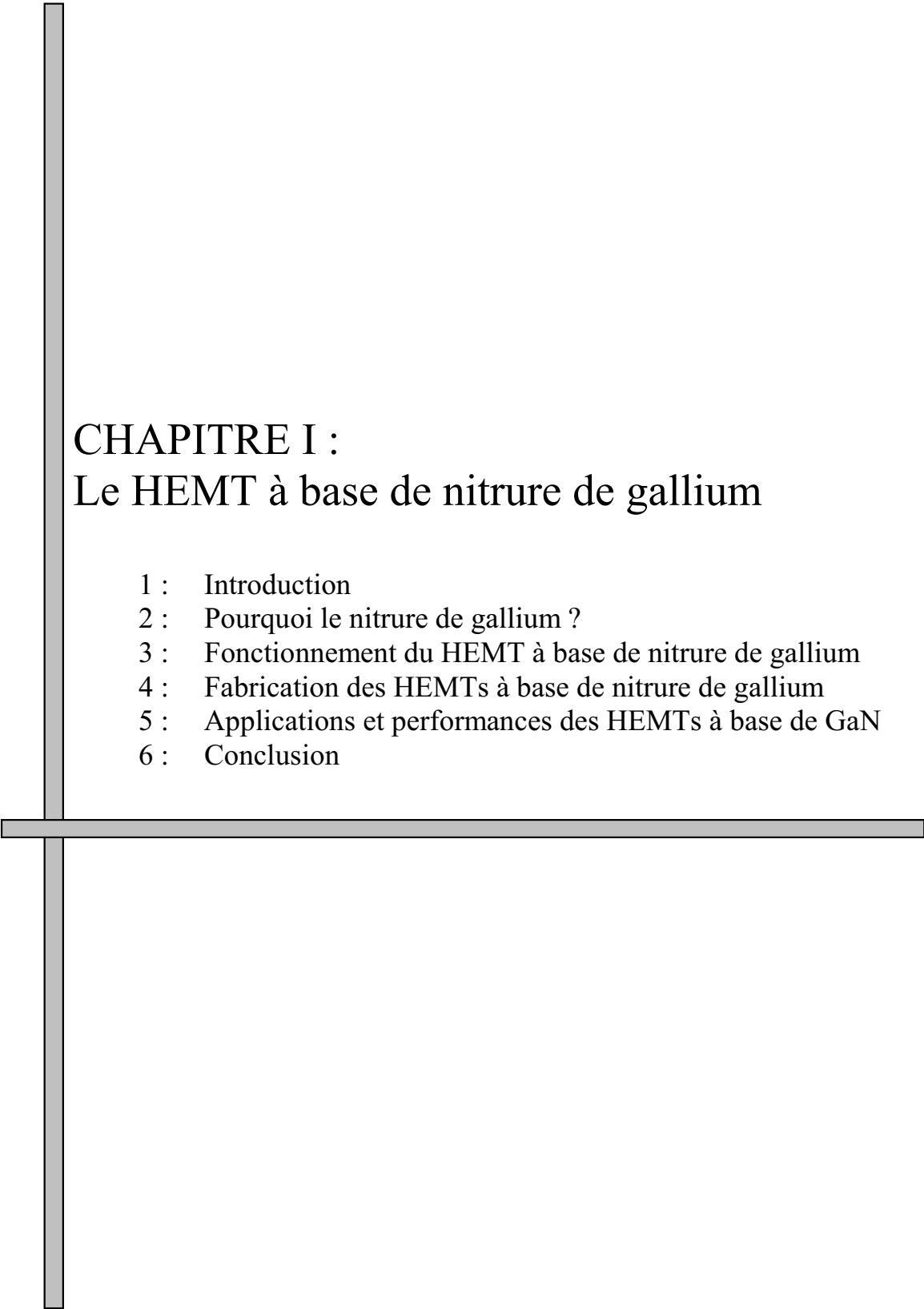
Les nouvelles applications de l'électronique requièrent des transistors toujours de plus en plus performants, en terme de puissance, de fréquence d'utilisation, de bruit, de fiabilité, et de miniaturisation. Les transistors de type HEMT (High Electron Mobility Transistor), apparus dans les années 80, dont le principe est basé sur la formation d'un gaz électronique bi-dimensionnel dans une hétéro jonction, ont déjà montré leur bonne aptitude pour les nouvelles applications de l'électronique. Les HEMTs à base d'Arséniure de Gallium, basés sur l'hétéro jonction AlGaAs/GaAs, peuvent servir de référence, puisqu'ils étaient les transistors les plus prometteurs avant l'apparition des HEMTs AlGaN/GaN. En effet, le GaN, que l'on peut utiliser depuis peu grâce aux récents progrès des techniques d'épitaxie (MBE ou MOVPE), supplante déjà en performances la technologie GaAs. Les HEMTs GaN, basés sur l'hétéro jonction AlGaN/GaN, sont d'excellents candidats pour les applications à haute fréquence, haute puissance, et en milieu durci. Le matériau GaN possède une grande énergie de bande interdite directe, de 3,43 eV à 300 K. L'énergie de bande interdite directe de l' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  va de 6,2 eV à 3,43 eV, pour une fraction molaire d'aluminium allant de 1 à 0. Grâce à la grande discontinuité de bandes de conduction entre AlGaN et GaN, on obtient un confinement efficace des électrons dans ce type d'hétéro structure. De plus, le GaN présente un champ de claquage très élevé de 3 MV/cm, une conductivité thermique proche du silicium de  $1,3 \text{ W.cm}^{-1}\text{K}^{-1}$ , une vitesse de saturation électronique élevée de  $3 \times 10^7 \text{ cm.s}^{-1}$ . Les propriétés piézoélectriques du GaN, ainsi que la polarisation spontanée, sont à l'origine des fortes valeurs de densité de porteurs observées. Des records de puissance de sortie ont déjà été obtenus, avec 30 W/mm à 8 GHz sur substrat SiC et 6,6 W/mm à 2 GHz sur substrat Si. Le principal inconvénient du GaN est que ce matériau est très difficile à synthétiser. La température d'équilibre solide/liquide se situe vers 2500°C pour une pression de quelques dizaines de kbars ; ces conditions sont très difficiles à atteindre expérimentalement. Par conséquent, les technologues procèdent à la croissance des matériaux GaN et AlGaN sur des substrats différents, qui sont principalement le carbure de silicium, le saphir ou encore le silicium.

Le bruit aux basses fréquences est un paramètre clé des composants micro-ondes, car il limite les performances en terme de bande passante des oscillateurs, des mélangeurs, ou de tout autre circuit non linéaire dans lesquels le bruit BF est converti dans les hautes fréquences en bruit de phase. Le bruit en 1/f aux basses fréquences jusqu'à 100 kHz est par conséquent une importante figure de mérite. L'analyse du bruit aux basses fréquences est utilisée comme un indicateur de qualité des structures épitaxiales, et se montre très efficace pour détecter les défauts cristallins.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante : le premier chapitre est consacré à la présentation de la technologie HEMT GaN. Le deuxième chapitre donne une description des

cinq technologies que nous avons étudiées, et qui sont : la technologie T\_Si fournie par l'IEMN (Institut de Microélectronique du Nord, Lille) dans le cadre d'une action spécifique intitulée «Les Défis de la Filière Nitrure», et les technologies T\_Sap[A], T\_Sap[B], T\_SiC [A] et T\_SiC [B] fournies dans le cadre d'un contrat Européen avec l'ESA (Agence Spatiale Européenne), intitulé «Noise Assessment of Gallium Nitride Structures», en collaboration avec les sociétés QinétiQ et Bookham Technology, pour la fabrication des composants réalisés par MOVPE, et avec l'Université de Madrid pour les composants réalisés par MBE. L'objectif de ce contrat est d'évaluer les avantages offerts par le GaN dans la conception d'un module émetteur/récepteur embarqué, et dans la réalisation d'un oscillateur à 10 GHz. Nous disposons donc de plusieurs technologies qui sont représentatives des différentes directions de la recherche sur les HEMTs basés sur GaN. Dans un premier temps, les résultats des mesures statiques réalisées à température ambiante dans l'obscurité sont présentés. A partir de ces mesures, nous réalisons l'extraction des principaux paramètres statiques, comme la résistance drain-source  $R_{DS}$  en régime ohmique, le courant de saturation de drain  $I_{DSS}$ , et la transconductance  $g_m$ . Les contacts Schottky sont également étudiés et comparés, à travers l'extraction du facteur d'idéalité  $n$ , du courant de saturation  $I_S$ , et de la hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$ . Suite à cela, nous étudions l'impact d'effets parasites, tels que la température, le sens de variation de  $V_{GS}$ , ou encore l'effet de la lumière. Le troisième chapitre est consacré aux différents résultats portant sur les mesures de bruit basses fréquences de courant de drain ; après une introduction consacrée au bruit aux basses fréquences, le banc de mesure est présenté. Suite à cela, les mesures réalisées à une tension grille-source nulle sont présentées, pour conduire à l'extraction du paramètre de Hooge. Ensuite, nous cherchons à déterminer l'évolution du bruit en courant de drain basses fréquences en fonction de la polarisation du composant, en localisant les sources de bruit prédominantes en fonction de la polarisation. Enfin, une étude du bruit en courant de drain en fonction de la température permet d'extraire les valeurs d'énergies d'activation des pièges en présence. Le dernier chapitre est consacré dans une première partie à l'étude du bruit en courant de grille en fonction de la polarisation du composant, et dans une deuxième partie à l'analyse des mesures de corrélation entre bruit de grille et bruit de drain.





## CHAPITRE I : Le HEMT à base de nitrure de gallium

- 1 : Introduction
- 2 : Pourquoi le nitrure de gallium ?
- 3 : Fonctionnement du HEMT à base de nitrure de gallium
- 4 : Fabrication des HEMTs à base de nitrure de gallium
- 5 : Applications et performances des HEMTs à base de GaN
- 6 : Conclusion



## I.1 Introduction

Les nouvelles applications de l'électronique, dans le domaine militaire, spatial, ou des télécommunications, requièrent un besoin croissant de transistors délivrant des puissances de plus en plus élevées, et ce à des fréquences toujours plus hautes, tout en offrant des performances en terme de bruit, de fiabilité, et de miniaturisation. La filière qui donnait les meilleurs résultats ces dernières années, et qui peut donc être prise comme référence, est la technologie Arséniure de Gallium. Les HEMTs basés sur l'hétéro-jonction AlGaIn/GaN, apparus en 1994 grâce aux travaux de A. Khan [KHA94], sont considérés depuis leur apparition comme des candidats très prometteurs pour succéder à la filière MESFET GaAs. La filière HEMT sur GaN progresse très rapidement grâce aux acquis technologiques de la filière HEMT sur GaAs. Ces deux technologies présentent en effet des similitudes en ce qui concerne la réalisation et le principe de fonctionnement des composants, mais la filière HEMT GaN se montre plus performante que celle sur GaAs.

Les transistors à haute mobilité électronique basés sur l'hétéro-jonction AlGaIn/GaN présentent un fort intérêt pour les applications hautes fréquences, forte puissance et haute température, grâce aux propriétés physiques du GaN. Comme les substrats en GaN sont difficiles à réaliser, les composants sont fabriqués sur des substrats de substitution, ce qui rend la fabrication de ces transistors délicate. Les substrats les plus utilisés sont le silicium (Si), le saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) et le carbure de silicium (SiC).

Ce premier chapitre introduit le principe de fonctionnement des HEMTs GaN ainsi que les particularités technologiques de cette filière, pour mieux appréhender par la suite les différentes technologies étudiées au cours de ces travaux. Les propriétés physiques générales du matériau GaN sont présentées, avec notamment les effets de polarisation spontanée et piézoélectrique qui jouent un rôle prédominant dans le fonctionnement des HEMTs GaN, et qui contribuent aux performances des hétéro-structures réalisées. Ensuite, une étude de l'hétéro-structure classique AlGaIn/GaN est présentée, puis comparée à l'hétéro-structure avec couche espaceur AlGaIn/AlN/GaN. Enfin, la fabrication des HEMTs à base de GaN est détaillée, avec la présentation successive, des différents substrats utilisés, des techniques d'épitaxie, des procédés permettant la croissance de films de GaN sur les différents substrats, des techniques de dopage, notamment par implantation ionique, de l'isolement inter-composants, des contacts ohmiques et Schottky, et de la passivation. Ce premier chapitre se termine sur les applications ainsi que sur les performances de la filière GaN.

## I.2 Pourquoi le nitrure de gallium ?

### I.2.1 Généralités

Les propriétés physiques du GaN en font un matériau semi-conducteur très attractif pour un grand nombre de composants électroniques et optoélectroniques. Le matériau GaN possède une grande énergie de bande interdite directe de 3,43 eV. Sa stabilité thermique constitue un avantage pour l'électronique fonctionnant aux hautes températures et à forte puissance. Sa température de fusion élevée, de l'ordre de 2500°C, est un avantage pour les applications, mais complique la fabrication des composants. Il présente un champ de claquage élevé, de l'ordre de 3 MV/cm, une conductivité thermique allant de 1,3 à 2,1 W.cm<sup>-1</sup>K<sup>-1</sup> (d'après les publications [PEA00][LIU02]), et une vitesse de saturation électronique de l'ordre de 3 x 10<sup>7</sup> cm/s. De plus, le matériau GaN se montre résistant face aux radiations ionisantes [CUR01][UMA02][VIT03]. La formation d'alliages de nitrure d'éléments III binaires ou ternaires (AlN, GaN, InN, AlGaN...) permet d'obtenir des matériaux dont la largeur de bande interdite peut varier de 1,9 à 6,2 eV. Cette aptitude à former des alliages est essentielle pour produire des longueurs d'ondes spécifiques pour les émetteurs, et pour réaliser des hétéro-jonctions avec des barrières de potentiel ajustables.

La figure I.1 présente les valeurs d'énergie de bande interdite ainsi que les paramètres de maille du GaN, de l'AlN et de l'InN.

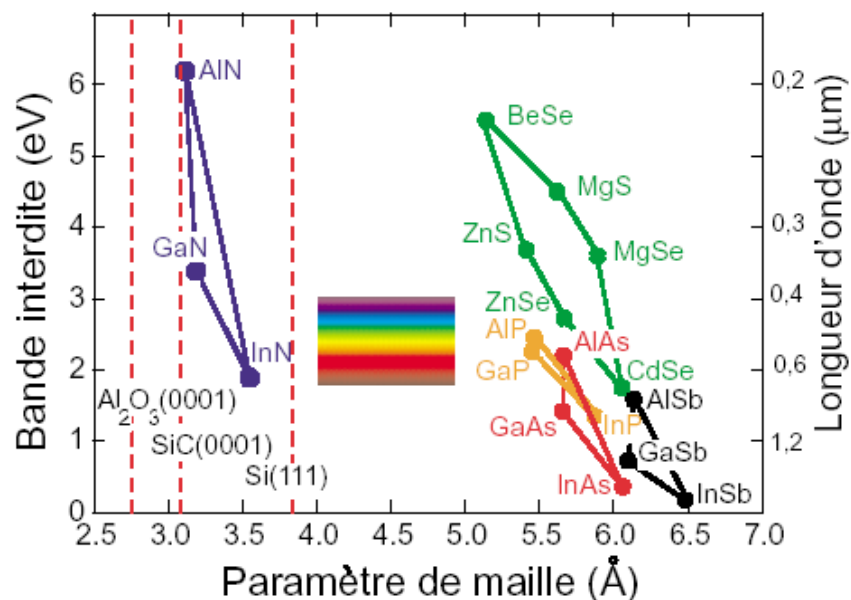


Figure I.1 Bande interdite et paramètre de maille des nitrures d'éléments III. Les substrats utilisés dans la fabrication des composants à base de GaN sont également présentés [GRA02]

On peut noter que les nitrures d'éléments III couvrent un large domaine spectral qui s'étend du rouge (650 nm) à l'ultraviolet (200 nm), ce qui explique son utilisation dans les composants optoélectroniques [GRA02].

## I.2.2 Structures cristallines du GaN

Le nitrure de gallium se présente sous trois structures cristallines, qui sont de type wurtzite, zinc blende et NaCl. Cette dernière forme cristalline est la variété haute pression du GaN, et ne sera pas abordée [DEN03].

### I.2.2.1 Structure wurtzite

La structure de type wurtzite, qui est la plus stable d'un point de vue thermodynamique, a une cellule unitaire hexagonale, et possède par conséquent deux paramètres de maille,  $c$  et  $a$ . On utilise quatre directions pour représenter les cristaux hexagonaux ; les trois directions  $[1000]$ ,  $[0100]$  et  $[0010]$  font un angle de  $120^\circ$  entre elles, tandis que la direction  $[0001]$  est perpendiculaire à la surface du cristal.

La figure I.2 illustre ces quatre directions ainsi que les deux paramètres de maille  $c$  et  $a$ .

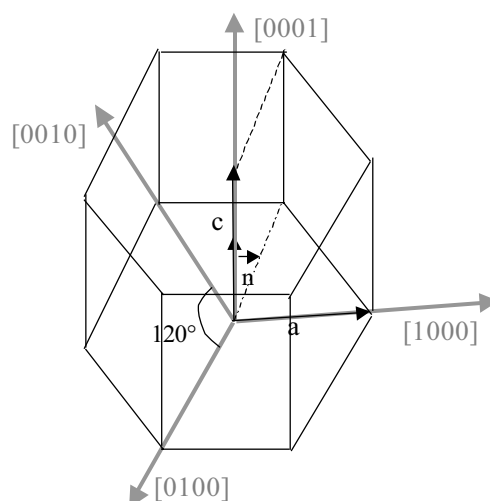


Figure I.2 : Représentation de la structure cristallographique de type wurtzite, montrant les quatre directions utilisées pour la décrire, ainsi que les deux constantes de maille  $c$  et  $a$

$\vec{n}$  est le vecteur unité dans la direction  $[0001]$ .

La structure du GaN sous forme wurtzite consiste en une alternance de plans d'atomes de gallium et de plans d'atomes d'azote suivant l'axe  $[0\ 0\ 0\ 1]$ . Les atomes de la première et de la troisième couche sont directement alignés les uns par rapport aux autres.

La figure I.3 montre des vues en perspectives du GaN sous forme wurtzite selon les directions  $[0\ 0\ 0\ 1]$ ,  $[1\ 1\ \bar{2}\ 0]$ , et  $[1\ 0\ \bar{1}\ 0]$ , où les grandes sphères représentent les atomes de gallium, et les petites les atomes d'azote [LIU02].

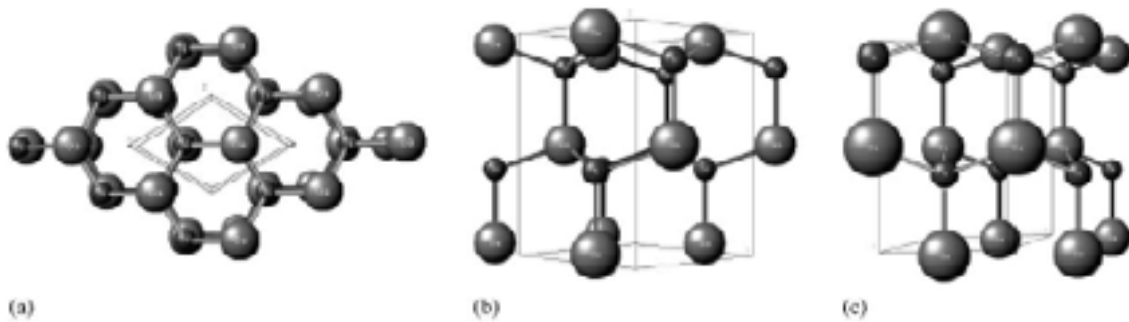


Figure I.3 : Vues en perspective du cristal de GaN sous forme wurtzite selon trois directions: (a)  $[0\ 0\ 0\ 1]$ ; (b)  $[1\ 1\ \bar{2}\ 0]$ ; (c)  $[1\ 0\ \bar{1}\ 0]$  [LIU02]

Les nitrures d'éléments du groupe III sous forme wurtzite ont donc un plan d'inversion perpendiculaire à l'axe  $c$ . Par conséquent, les surfaces des cristaux sont constituées soit par des éléments du groupe III (Al, Ga, ou In), soit par des atomes d'azote (N). Par convention, la direction  $[0001]$  est choisie comme étant la direction de la liaison  $N \rightarrow Ga$ , le long de l'axe  $c$ . Si cette liaison pointe vers la surface, le cristal est du type face-Ga, et si elle pointe vers le substrat, le cristal est de type face-N.

Les figures I.4 et I.5 illustrent ces deux orientations possibles du GaN sous forme wurtzite.

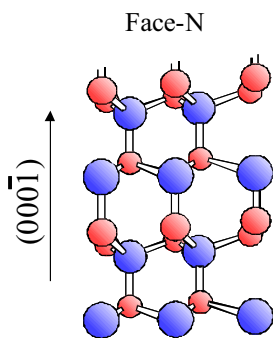


Figure I.4 : Cristal GaN de type wurtzite face-N

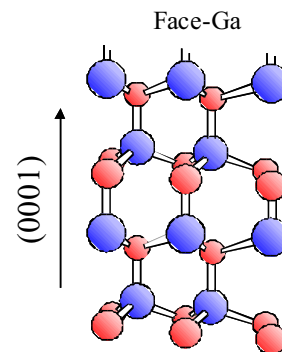


Figure I.5 : Cristal GaN de type wurtzite face-Ga

### I.2.2.2 Structure zinc blende

La structure zinc blende du GaN ne peut être réalisée que sur des substrats à symétrie cubique [MOR00]. Le matériau GaN de structure zinc blende peut être obtenu en faisant croître GaN sur du 3C-SiC (001), lui-même déposé sur du Si (001).

Des vues en perspective de cette structure sont données à la figure I.6 [LIU02].

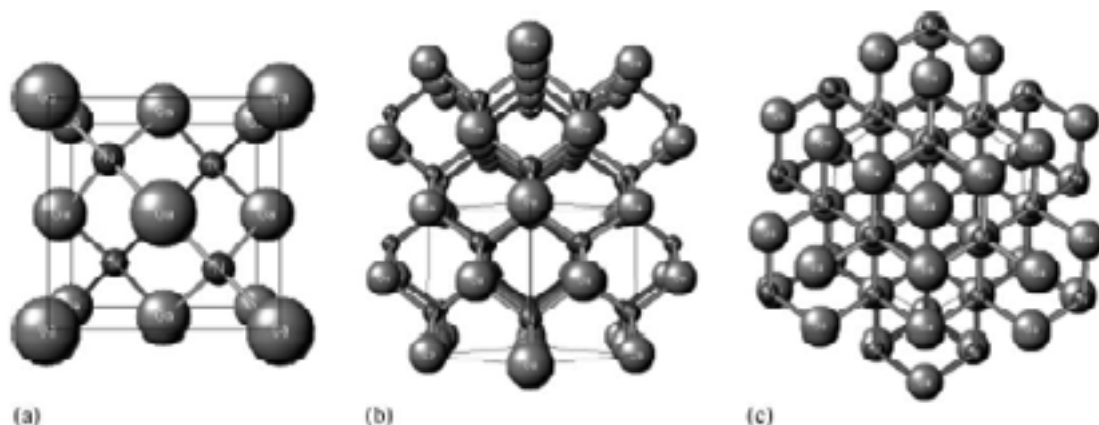


Figure I.6 : Vues en perspective du cristal de GaN sous forme zinc blende selon trois directions: (a)  $[1\ 0\ 0]$  (une cellule); (b)  $[1\ 1\ 0]$  (deux cellules); (c)  $[1\ 1\ 1]$  (deux cellules) d'après [LIU02]

Cette dernière forme peut paraître intéressante de par la masse effective électronique plus faible que celle obtenue dans le cristal wurtzite ( $m^* = 0,13 m_e$  contre  $m^* = 0,2m_e$ ), et la réduction du nombre de liaisons atomiques pendantes en surface ; cependant, son instabilité la rend assez peu compatible avec la fabrication de composants électroniques [BOUG01].

### I.2.3 Propriétés particulières du GaN wurtzite

La forme wurtzite est la forme cristalline utilisée pour la fabrication des composants électroniques, car elle possède des propriétés de polarisations spontanée et piézoélectrique.

#### I.2.3.1 Polarisation spontanée

Les propriétés de polarisation d'un matériau dépendent en particulier de la symétrie de la structure cristalline de ce dernier. Le GaN wurtzite est un composé fortement ionique, dans lequel les barycentres des charges positives et négatives ne coïncident pas, ce qui entraîne la formation d'un ensemble de dipôles orientés suivant un même axe. Le matériau est le siège d'une polarisation macroscopique. Ce phénomène existe dans le cristal à l'équilibre en l'absence de toute contrainte externe, d'où le nom de polarisation spontanée.

Cette dernière,  $\overline{P}_{sp}$ , se manifeste aux interfaces du matériau avec le vide, ou avec un autre composé. Elle crée une charge à l'interface qui vaut  $\overline{P}_{sp} \cdot \vec{n}$  entre le matériau et le vide, ou  $[\overline{P}_{sp}(A) - \overline{P}_{sp}(B)] \cdot \vec{n}$  à l'interface entre deux matériaux A et B ( $\vec{n}$  vecteur unité normal à la surface). Dans le GaN, le vecteur polarisation  $\overline{P}_{sp}$  est orienté suivant la direction  $[0001]$ .

### I.2.3.2 Polarisation piézoélectrique

Le GaN est un matériau piézoélectrique. Une polarisation piézoélectrique  $\overline{P}_{pz}$  apparaît dans les semi-conducteurs à phase wurtzite lorsqu'une contrainte leur est appliquée. Dans les nitrures d'éléments III, la polarisation totale du milieu est donc la somme algébrique de deux contributions, l'une existant à l'équilibre, la polarisation spontanée, l'autre sous l'action d'une contrainte extérieure, la polarisation piézoélectrique, comme l'illustrent les figures I.7 et I.8.

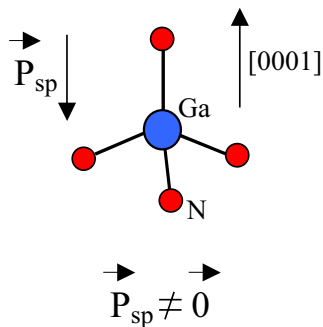


Figure I.7 : Polarisation spontanée : structure wurtzite du GaN à l'équilibre [GRA02]

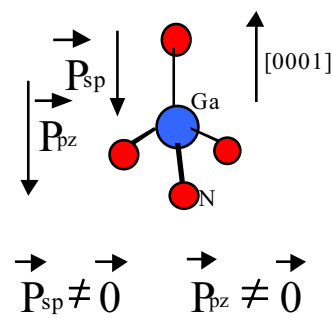


Figure I.8 : Polarisation piézoélectrique : structure wurtzite de GaN sous contrainte bi-axiale [GRA02]

Les effets de polarisation spontanée et piézoélectrique sont employés pour augmenter la concentration des porteurs dans les HEMTs basés sur GaN.

### I.2.4 Inconvénients du GaN

Le GaN ne présente pas que des avantages. Actuellement, l'obstacle majeur auquel est confrontée cette filière est que le GaN est très difficilement synthétisable. De ce fait, il est nécessaire d'utiliser un substrat autre qu'en GaN. A l'heure actuelle, trois types de substrats sont largement utilisés : substrats en silicium (Si), en saphir ( $Al_2O_3$ ), ou en carbure de silicium (SiC). Chacun de ces matériaux possède des avantages et des inconvénients qui leurs sont propres (§ 1.4.1). Les autres inconvénients du GaN sont d'une part la difficulté à réaliser le dopage de type P, et d'autre part le fait que la masse effective des électrons est assez élevée. Par comparaison avec GaAs, la masse effective des électrons dans GaN est trois fois plus élevée, et la mobilité à faible champ des électrons est six fois plus faible ( $\mu_0$  de l'ordre de  $1350$  contre  $8000 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$  à  $300\text{K}$ ) [LIU02].



### I.2.5 Le GaN face aux autres matériaux pour les applications micro-ondes

Deux figures de mérite (*FOM*) ont été évaluées pour comparer l'aptitude des matériaux pour la réalisation des transistors micro-ondes performants. Ces figures de mérite sont la *FOM* de Johnson et la *FOM* de Baliga (HF) [PEA00], données ci-après :

- *FOM* de Johnson :  $(v_{sat}E_c)^2$
- *FOM* de Baliga(HF) :  $\mu_0 E_c^2$

$E_c$  est le champ critique du matériau,  $v_{sat}$  est la vitesse de saturation électronique, et  $\mu_0$  est la mobilité électronique à faible champ.

La figure I.9 illustre ces deux figures de mérite, normalisées par rapport au silicium pour différents matériaux utilisés dans la réalisation des transistors de puissance micro-ondes.

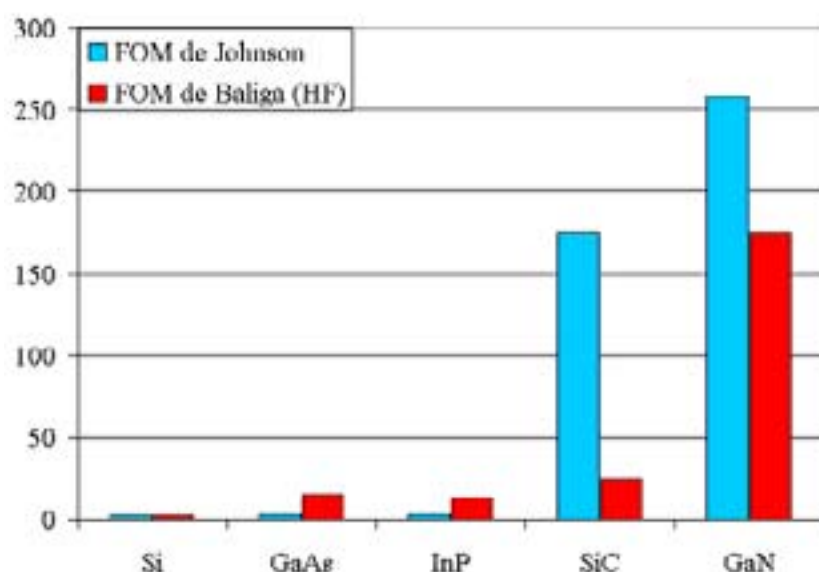


Figure I.9 : Figures de mérite de Johnson et de Baliga (HF), normalisées au silicium, pour différents matériaux utilisés pour la fabrication des transistors micro-ondes.[PEA00]

Cette comparaison montre clairement l'intérêt du GaN face aux autres matériaux couramment utilisés dans la fabrication des transistors micro-ondes. Les HEMTs à base de GaN présentent des tensions de claquage très élevées, ce qui permet d'une part de réduire la taille des composants, et d'autre part de simplifier les circuits de protection des transistors, voire de s'en dispenser, ce qui permet une plus grande miniaturisation des systèmes.

### I.2.6 Paramètres physiques du GaN sous forme wurtzite

Le tableau I.1 donne les valeurs numériques des principaux paramètres physiques du GaN sous forme wurtzite [GIL98] [LIU02].

Propriétés	Valeurs
Energie de bande interdite (eV) (300K) (suivant référence)	De 3,39 à 3,43
Mobilité maximale des électrons ( $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ ) (300K)	1350
Mobilité maximale des électrons ( $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ ) (77K)	19200
Mobilité maximale des trous (300K) ( $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ )	13
Gamme de dopage type n ( $\text{cm}^{-3}$ )	$10^{16}$ à $4 \times 10^{20}$
Gamme de dopage type p ( $\text{cm}^{-3}$ )	$10^{16}$ à $6 \times 10^{18}$
Température de fusion (K)	>2573 (à 60kbar)
Constante de maille a (nm) (300K)	0,318843
Constante de maille c (nm) (300K)	0,518524
Coefficient d'expansion thermique ( $\times 10^{-6} \text{K}^{-1}$ )	$\Delta a/a = 5,59$ ; $\Delta c/c = 3,17$
Conductivité thermique ( $\text{W}\cdot\text{cm}^{-1}\text{K}^{-1}$ ) (suivant Ref.)	1,3 à 2,1

Tableau I.1 : Propriétés du matériau GaN sous forme wurtzite selon [GIL98]/[LIU02]

### I.3 Fonctionnement du HEMT à base de nitrure de gallium

#### I.3.1 Généralités

Les transistors de type HEMT (High Electron Mobility Transistor), apparus dans les années 80, sont également nommés MODFETs (Modulation Doped Field Effect Transistors), ou encore TEGFETs (Two Dimensional Electron Gas Field Effect Transistors). Ces différentes appellations correspondent à des transistors à hétéro-jonction à mailles cristallines accordées ou quasi accordées. Par ailleurs, les HEMTs pseudomorphiques, appelés PHEMT utilisent une hétéro-structure à maille cristalline désaccordée. L'objectif de la structure des transistors HEMT est de séparer les électrons libres de la couche semi-conductrice contenant les atomes donneurs ionisés et de les faire circuler dans une autre couche semi-conductrice non intentionnellement dopée, de manière à privilégier la mobilité électronique.

Une hétéro-jonction est réalisée par la mise en contact de deux matériaux semi-conducteurs mono-cristallins de nature différente. L'intérêt de ces hétéro-structures, 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 hétéro-jonctions sont réalisables si les deux matériaux semi-conducteurs ont des constantes cristallographiques assez proches, de manière à minimiser la densité de dislocations, ou bien pour les structures pseudomorphiques, si la contrainte n'est pas relaxée. L'énergie de bande interdite du GaN est de 3,43 eV à température ambiante, et celle du matériau AlN de 6,2 eV. L'énergie de la bande interdite de l'AlGa $_m$ N en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $m$  est donnée par l'équation I.3, tirée des travaux de [KUO02].

$$E_g(\text{Al}_m\text{Ga}_{1-m}\text{N}) = mE_g(\text{AlN}) + (1-m)E_g(\text{GaN}) - b(m(1-m)) \quad \text{Eq. I.1}$$

$b$  est le paramètre de courbure. D'après les travaux respectifs de Y.K. Kuo et de S. P. Grabowski,  $b$  peut être compris entre 0,353 et 2,6 eV. Cette large gamme de valeur peut s'expliquer par les différentes contraintes dans les couches respectives des échantillons mesurés, et de leur qualité cristalline due au mode de croissance employé [KUO02] [GRA01]. La figure I.10 présente l'évolution de l'énergie de la bande interdite en fonction de la fraction molaire  $m$  ( $b$  pris à 0,353 eV).

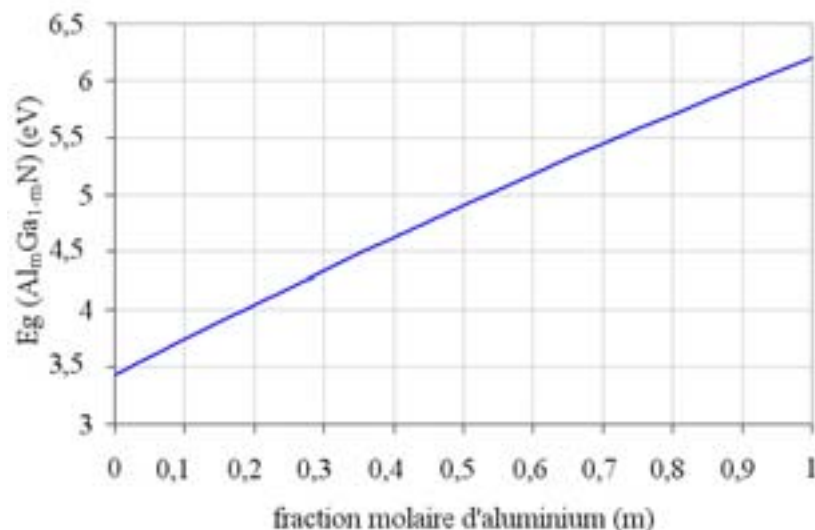


Figure I.10 : Evolution de l'énergie de la bande interdite de l' $Al_mGa_{1-m}N$ , en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $m$

Deux types d'hétéro-structure sont couramment employés dans la réalisation des HEMTs à base de GaN. La première est l'hétéro-structure AlGaN/GaN, et la deuxième est l'hétéro-structure avec couche espaceur AlGaN/AlN/GaN.

### I.3.2 Hétéro-structure classique AlGaN/GaN

Dans le cas des HEMTs basés sur l'hétéro-structure AlGaAs/GaAs, le dopage de type n de la couche AlGaAs est couramment employé de manière à augmenter la densité du gaz électronique bi-dimensionnel (2DEG) dans le canal. Dans le cas des HEMTs basés sur l'hétéro-structure AlGaN/GaN, une forte densité électronique, de l'ordre de  $10^{13} \text{ cm}^{-2}$  à 300K, est obtenue, sans dopage de la couche AlGaN. C'est un avantage important, car le dopage induit des défauts dans la structure cristalline, susceptibles de modifier et de dégrader les propriétés de conduction dans l'hétéro-structure. De plus, le dopage peut être néfaste pour l'obtention de fortes tensions de claquage.

Du fait de la différence de paramètre de maille entre AlGaN et GaN, les hétéro-jonctions AlGaN/GaN sont le siège de contraintes. Dans le cas d'une structure face-Ga avec une couche AlGaN en tension, la polarisation piézoélectrique de la couche AlGaN est de même polarité que la polarisation spontanée.

La figure I.11 présente les effets de polarisation dans l'hétéro-structure AlGaN/GaN.

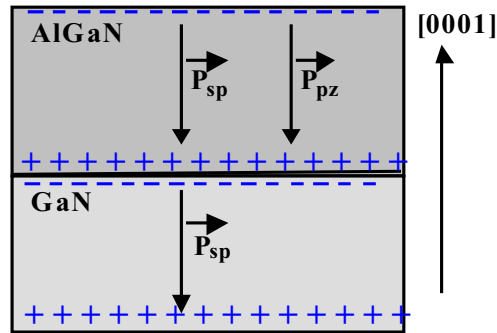


Figure I.11 : Effet de la polarisation totale sur une structure HEMT AlGaN/GaN face Ga, couche AlGaN en tension

La couche GaN est suffisamment épaisse pour être considérée comme étant relaxée. La polarisation piézoélectrique de la couche GaN est donc négligée.

Les calculs développés par l'équipe de F. Bernardini ont permis de déterminer l'équation donnant la valeur numérique de la polarisation spontanée d'une couche AlGaN, en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $m$  [BER97] :

$$P_{sp}(m) = (-0,052 m - 0,029) \quad [C/m^2] \quad \text{Eq. I.2}$$

On remarque que la polarisation spontanée est plus élevée dans AlGaN que GaN.

La polarisation piézoélectrique dans la couche  $Al_mGa_{1-m}N$  due aux contraintes à l'interface  $Al_mGa_{1-m}N/GaN$  s'exprime par :

$$P_{pz} = 2 \left( \frac{a - a_0}{a_0} \right) \left( e_{31} - e_{33} \frac{c_{13}}{c_{33}} \right) \quad [C/m^2] \quad \text{Eq. I.3}$$

Où  $a$  et  $a_0$  sont respectivement les constantes du réseau des couches GaN et  $Al_mGa_{1-m}N$ ,  $e_{31}$  et  $e_{33}$  sont les constantes piézo-électriques,  $c_{13}$  et  $c_{33}$  sont les constantes élastiques, données par :

$$a_0 = -0,077m + 3,189 \quad [Å] \quad \text{Eq. I.4}$$

$$c_{13} = 5m + 103 \quad [GPa] \quad \text{Eq. I.5}$$

$$c_{33} = -32m + 405 \quad [GPa] \quad \text{Eq. I.6}$$

$$e_{31} = -0,11m - 0,49 \quad [C/m^2] \quad \text{Eq. I.7}$$

$$e_{33} = 0,73m + 0,73 \quad [C/m^2] \quad \text{Eq. I.8}$$

Si l'on cherche à augmenter les polarisations spontanée et piézoélectrique dans le but d'améliorer les performances d'un composant, une des premières solutions consiste à augmenter la fraction molaire d'aluminium. Des travaux portant sur des échantillons réalisés sur substrat saphir obtenus par MOVPE ou MBE, ont montré une augmentation du taux

d'impuretés de type oxygène avec une augmentation de la fraction molaire d'aluminium de la couche AlGaN. L'oxygène, peu présent à la surface de la couche AlGaN, voit sa concentration augmenter nettement en volume [GRA01].

Soit  $\sigma_{p1}$  la charge due aux polarisations spontanée et piézoélectrique induite aux interfaces de la couche AlGaN, et  $\sigma_{p2}$  la charge due uniquement à la polarisation spontanée induite aux interfaces de la couche GaN, la charge positive résultante  $\sigma_{p1}-\sigma_{p2}$  induit la formation d'un gaz électronique bi-dimensionnel ( $-\sigma_n$ ) à l'interface AlGaN/GaN pour satisfaire la condition de neutralité électrique. La charge  $\sigma_n$  est donc proportionnelle à la charge de polarisation nette ( $\sigma_{p1} - \sigma_{p2}$ ), moins la charge de déplétion due au champ électrique dans la couche barrière AlGaN couplée avec la capacité  $C_{AlGaN}$  et dans la couche GaN couplée à la capacité  $C_{GaN}$ . Le modèle proposé prend en compte des défauts de surface qui entraînent une charge en surface,  $+\sigma_{s1}$ , et des défauts d'interfaces qui entraînent une charge à l'interface GaN/substrat,  $-\sigma_{s2}$ .

L'hypothèse est donc faite de la présence d'états donneurs en surface comme étant la source, d'une part des électrons du 2DEG, et d'autre part des charges positives de surface  $+\sigma_{s1}$  qui compensent partiellement la polarisation de surface  $-\sigma_{p1}$  [IBB00].

La figure I.12 présente un diagramme montrant l'évolution des bandes d'énergie d'une hétéro-structure AlGaN/GaN avec l'augmentation de l'épaisseur  $a_1$  de la couche AlGaN.

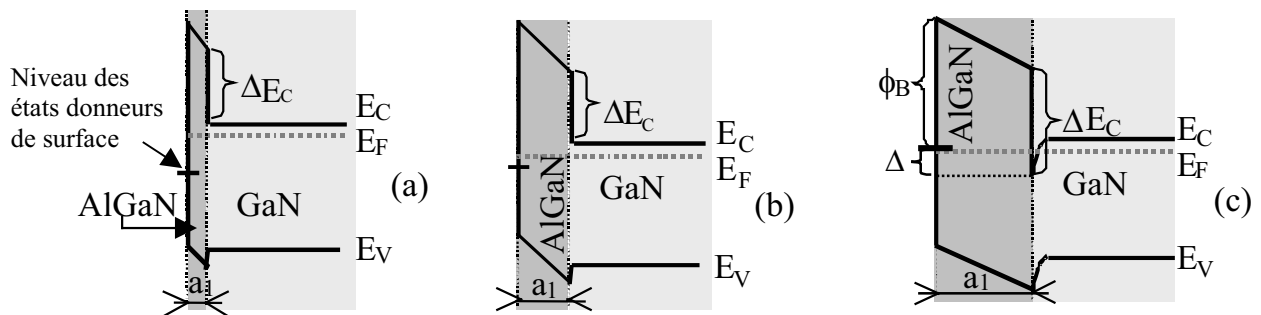


Figure I.12 : Diagramme montrant l'évolution des bandes d'énergie d'une hétéro-structure AlGaN/GaN avec l'augmentation de l'épaisseur  $a_1$  de la couche barrière AlGaN

Où  $E_C$  est l'énergie de la bande de conduction,  $E_F$  est l'énergie du niveau de Fermi,  $E_V$  est l'énergie de la bande de valence,  $\phi_B$  est la barrière de potentiel à la surface, et  $\Delta E_C$  est la discontinuité de la bande de conduction à l'interface AlGaN/GaN. Supposant que les états donneurs en surface sont situés à une assez grande profondeur dans la bande interdite de la couche AlGaN, ils devraient tous être occupés pour les faibles valeurs de  $a_1$ . Dans ce cas, il n'y a pas formation du puits de potentiel, et le champ à la surface de la couche AlGaN sera déterminé par la polarisation induite par les charges (Figure I.12 (a)). Quand l'épaisseur  $a_1$  de la couche AlGaN augmente, le niveau de Fermi à la surface décroît, approchant des niveaux des donneurs profonds (Figure I.12 (b)). Quand le niveau de Fermi 'croise' les états de surface, ils commencent à se vider. Le 2DEG peut alors se former à l'interface AlGaN/GaN,

et le champ électrique dans la couche barrière AlGa<sub>n</sub> se trouve réduit (Figure I.12 (c)). Si l'épaisseur  $a_1$  continue à augmenter, tout en restant inférieure à une épaisseur critique à partir de laquelle la couche AlGa<sub>n</sub> deviendrait relaxée, la densité du 2DEG tend à saturer, approchant la valeur de la densité de charges induites par la polarisation [SMO99].

Sur des échantillons réalisés sur substrat saphir [0001], avec une première couche de GaN déposée par MOCVD, une seconde couche de GaN déposée par MBE, et une couche Al<sub>0,27</sub>Ga<sub>0,73</sub>N, la barrière de potentiel  $\phi_B$  à la surface qui détermine la position des états donneurs, a été évaluée. Les états donneurs sont situés à 1,42eV en dessous de la bande de conduction de l'alliage Al<sub>0,27</sub>Ga<sub>0,73</sub>N [SMO99].

La figure I.13 présente le diagramme de bande d'énergie de conduction et la distribution des charges dans une hétéro-structure AlGa<sub>n</sub>/GaN [WON04].

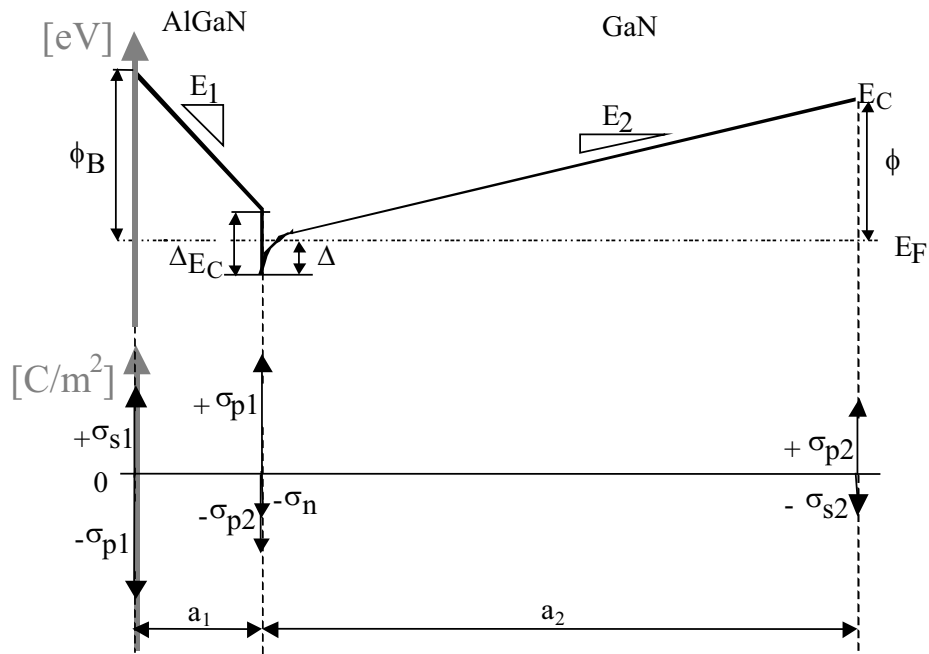


Figure I.13 : Diagramme de bande d'énergie de conduction et distribution des charges dans une hétéro-structure AlGa<sub>n</sub>/GaN

Où  $\Delta E_C$  est la discontinuité de la bande de conduction entre Al<sub>m</sub>Ga<sub>1-m</sub>N et GaN,  $\phi_B$  est la hauteur de la barrière de potentiel à la surface,  $\phi$  est la hauteur de la barrière de potentiel entre la couche GaN et le substrat,  $\Delta$  est l'énergie séparant le bas du puits de potentiel du niveau de Fermi,  $E_1$  et  $E_2$  sont respectivement l'intensité du champ électrique dans la couche AlGa<sub>n</sub> et dans la couche GaN,  $+\sigma_{s1}$  est une charge positive de surface qui participe 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  $+\sigma_{p2}$ .

La valeur de la discontinuité de la bande de conduction  $\Delta E_C$  entre GaN et AlGa<sub>n</sub> peut être prise égale à  $0,75 \times \Delta E_g$ , où  $\Delta E_g$  est la différence de valeur de bande interdite entre la couche AlGa<sub>n</sub> et la couche GaN. Pour une hétéro-structure Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>N/GaN,  $\Delta E_C$  vaut 0,6 eV.

Les électrons du 2DEG sont dans un puits de potentiel supposé triangulaire, où les niveaux d'énergie sont quantifiés.

On applique la loi de Gauss aux trois interfaces de la structure du HEMT AlGa<sub>n</sub>/Ga<sub>n</sub> :

$$\sigma_{s1} - \sigma_{p1} = -\varepsilon_1 E_1 \quad \text{Eq. I.9}$$

$$\sigma_{p1} - \sigma_{p2} - \sigma_n = \varepsilon_1 E_1 + \varepsilon_2 E_2 \quad \text{Eq. I.10}$$

$$\sigma_{p2} - \sigma_{s2} = -\varepsilon_2 E_2 \quad \text{Eq. I.11}$$

$\varepsilon_1$  et  $\varepsilon_2$  sont respectivement les permittivités diélectriques de la couche AlGa<sub>n</sub> et de la couche Ga<sub>n</sub>. Pour Ga<sub>n</sub>,  $\varepsilon_2 = 9,5$ , et pour AlGa<sub>n</sub>,  $\varepsilon_1$  se calcule en fonction de la fraction molaire d'aluminium :

$$\varepsilon_1 = 9,5 - 0,5m \quad \text{Eq. I.12}$$

Pour satisfaire la condition de neutralité, on a :

$$\sigma_{s1} - \sigma_{p1} + \sigma_{p1} - \sigma_{p2} + \sigma_{p2} - \sigma_{s2} = \sigma_n$$

$$\sigma_n = \sigma_{s1} - \sigma_{s2} \quad \text{Eq. I.13}$$

En considérant que la majorité des électrons occupe la première sous-bande d'énergie, la densité électronique dans le canal est obtenue par :

$$n_{2D} = \int_0^\infty D(E)f(E)dE = \left( \frac{m^*}{\pi\hbar^2} q \right) \frac{\Delta}{q} \quad \text{Eq. I.14}$$

Où  $\hbar$  est la constante de Planck,  $m^*$  la masse effective de l'électron,  $f(E)$  la fonction de distribution de Fermi-Dirac, et  $D(E)$  la densité d'états d'énergie :

$$D(E) = \left( \frac{m^*}{\pi\hbar^2} \right) q = 8,8 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2} \text{ V}^{-1} \quad \text{Eq. I.15}$$

On écrit  $\sigma_n$  avec  $n_{2D}$  :

$$n_{2D} = \frac{\sigma_n}{q} = \left( \frac{m^*}{\pi\hbar^2} q \right) \frac{\Delta}{q} \quad \text{soit :} \quad \Delta = \frac{\sigma_n}{q \left( \frac{m^*}{\pi\hbar^2} \right)} \quad \text{Eq. I.16}$$

A partir de la figure I.13, nous avons :

$$\frac{\phi_B}{q} - E_1 a_1 - \frac{\Delta E_C}{q} + \frac{\Delta}{q} = 0$$

$$E_1 = \frac{\Delta - \Delta E_C + \phi_B}{qa_1} \quad \text{Eq. I.17}$$

L'épaisseur du gaz bi-dimensionnel, de l'ordre 25 Å, est très inférieure à l'épaisseur de la couche GaN, ce qui permet d'écrire :

$$\frac{\phi}{q} \approx E_2 a_2 \quad \text{Eq. I.18}$$

En réutilisant l'équation I.10 sous la forme :

$$\sigma_n = \sigma_{p1} - \sigma_{p2} - \varepsilon_1 E_1 - \varepsilon_2 E_2$$

Et en utilisant les expressions de  $E_1$  et de  $E_2$  données aux équations I.17 et I.18, il vient :

$$\sigma_n = \frac{\sigma_{p1} - \sigma_{p2} - \frac{\varepsilon_2 \phi}{a_2 q} - \varepsilon_1 \left( \frac{\phi_B - \Delta E_C}{qa_1} \right)}{1 + \frac{\varepsilon_1 \pi \hbar^2}{a_1 q^2 m^*}} \quad \text{Eq. I.19}$$

En tenant compte des effets de la polarisation  $V_{GS}$  sur  $\sigma_n$  :

$$\sigma_n = \frac{\sigma_{p1} - \sigma_{p2} - C_2 \frac{\phi}{q} - C_1 \left( \frac{\phi_B}{q} - \frac{\Delta E_C}{q} - V_{GS} \right)}{1 + C_1 \frac{\pi \hbar^2}{q^2 m^*}} \quad \text{Eq. I.20}$$

$$\text{Avec : } C_1 = \frac{\varepsilon_1}{a_1} = C_{AlGaN} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{\varepsilon_2}{a_2} = C_{GaN}$$

A partir de l'équation I.20, on peut déterminer la densité de porteurs dans le canal, et définir la tension de seuil, comme nous le verrons au chapitre II.

### I.3.3 Hétéro-structure avec couche espaceur AlGaN/AlN/GaN

L'utilisation d'une couche espaceur en AlN permet d'augmenter la densité et la mobilité des porteurs dans le canal. La couche AlN permet notamment d'améliorer la qualité du cristal.

La figure I.14 montre la structure épitaxiale d'une hétéro-structure AlGaN/AlN/GaN.



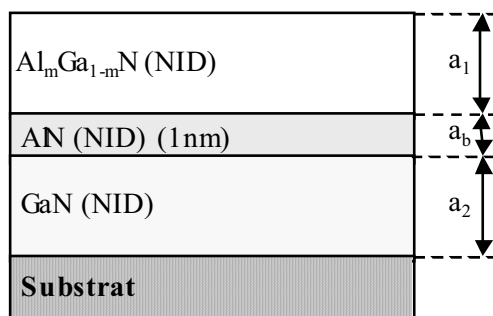


Figure I.14 : Structure épitaxiale d'une hétéro-structure AlGaN/AIN/GaN

Une épaisseur d'AlN comprise entre 0,5 et 1 nm est la plus couramment employée [SHE03]. La figure I.15 présente le diagramme de bande d'énergie de conduction et la distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaN/AIN/GaN [WON04].

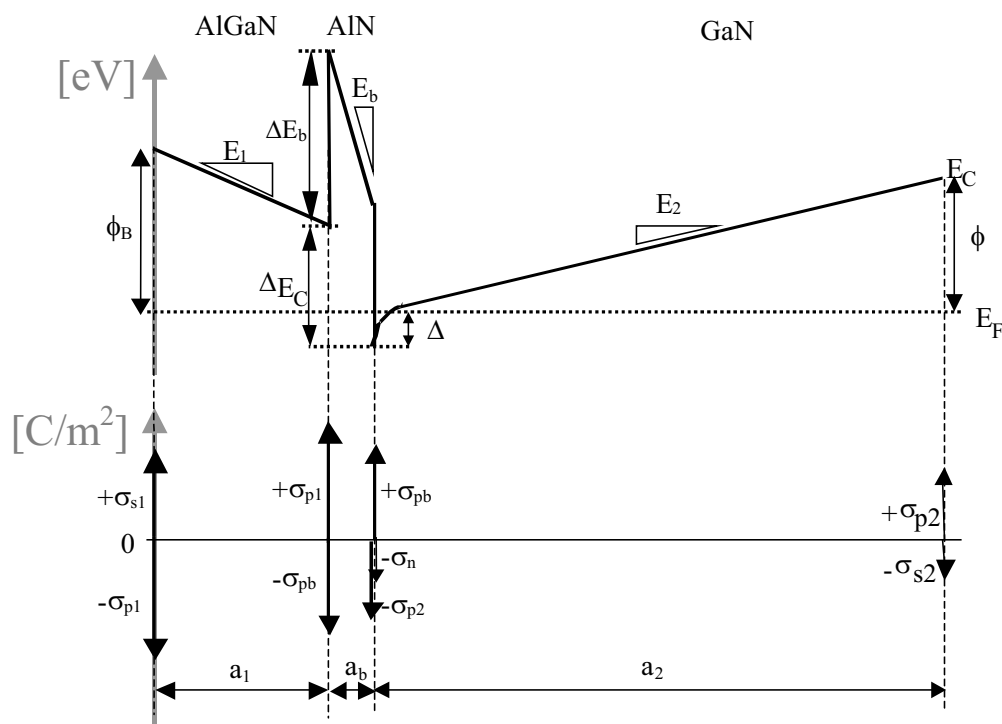


Figure I.15 : Diagramme de bande d'énergie de conduction et distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaN/AIN/GaN [WON04]

Ce diagramme reprend les mêmes notations que celles de la figure I.13 consacrée à l'hétéro-structure AlGaN/GaN. Cependant, la couche AlN est associée aux notations supplémentaires suivantes :  $a_b$  est l'épaisseur de la couche AlN,  $+σ_{pb}$  et  $-σ_{pb}$  sont respectivement les charges induites par les effets de polarisation piézoélectrique de AlN aux interfaces de AlN/GaN et AlN/AlGaN,  $E_b$  est le champ électrique dans AlN, et  $ΔE_b$  est la discontinuité de bande d'énergie de conduction entre AlGaN et AlN. On peut voir sur la figure I.15 que la bande de conduction de l'hétéro-structure AlGaN/AIN/GaN présente un pic très marqué au niveau de la couche d'AlN. Cela est dû d'une part à la grande énergie de bande interdite de l'AlN (6,2 eV),

et d'autre part aux très forts effets de polarisation dans cette couche. Par rapport à une hétéro-structure classique, la discontinuité de la bande de conduction entre AlGaN et GaN,  $\Delta E_C$ , est augmentée. La variation de potentiel aux bornes de la couche AlN peut atteindre 0,9 V, ce qui conduit à  $\Delta E_C$  de l'ordre de 1,4 eV, valeur deux fois plus élevée que dans un HEMT standard [SHE03]. Cette augmentation de la discontinuité de la bande de conduction  $\Delta E_C$  entraîne une diminution du champ électrique  $E_1$  dans la couche AlGaN, et donc une augmentation de la densité des porteurs du 2DEG. Enfin, l'augmentation de la discontinuité de la bande de conduction induit une amélioration de la mobilité des électrons (§ I.3.4).

On applique la loi de Gauss aux quatre interfaces de la structure AlGaN/AlN/GaN :

$$\sigma_{s1} - \sigma_{p1} = -\varepsilon_1 E_1 \quad \text{Eq. I.21}$$

$$\sigma_{p1} - \sigma_{pb} = \varepsilon_1 E_1 - \varepsilon_b E_b \quad \text{Eq. I.22}$$

$$\sigma_{pb} - \sigma_{p2} - \sigma_n = \varepsilon_b E_b + \varepsilon_2 E_2 \quad \text{Eq. I.23}$$

$$\sigma_{p2} - \sigma_{s2} = -\varepsilon_2 E_2 \quad \text{Eq. I.24}$$

$\varepsilon_b$  est la permittivité diélectrique de AlN. Pour satisfaire la condition de neutralité, on a :

$$\sigma_n = \sigma_{s1} - \sigma_{s2} \quad \text{Eq. I.25}$$

$\Delta \ll \phi$ , ce qui permet d'écrire :

$$\sigma_n \approx \sigma_{pb} - \sigma_{p2} - \varepsilon_b E_b - \frac{\varepsilon_2 \phi}{qa_2} \quad \text{Eq. I.26}$$

A partir de la figure I.15, on obtient :

$$\frac{\phi_B}{q} - a_1 E_1 + \frac{\Delta E_b}{q} - a_b E_b - \frac{\Delta E_C}{q} + \frac{\Delta}{q} = 0 \quad \text{Eq. I.27}$$

En utilisant l'équation I.22 dans l'équation I.27 :

$$\frac{\phi_B}{q} - \frac{a_1}{\varepsilon_1} (\sigma_{p1} - \sigma_{pb} + \varepsilon_b E_b) + \frac{\Delta E_b}{q} - a_b E_b - \frac{\Delta E_C}{q} - \frac{\Delta}{q} = 0 \quad \text{Eq. I.28}$$

Soit :

$$\frac{\frac{\phi_B}{q} - \frac{a_1}{\varepsilon_1} (\sigma_{p1} - \sigma_{pb}) + \frac{\Delta E_b - \Delta E_C + \Delta}{q}}{\frac{a_b}{\varepsilon_b} + \frac{a_1}{\varepsilon_1}} = \varepsilon_b E_b \quad \text{Eq. I.29}$$

En utilisant l'équation précédente et l'équation I.26, on obtient :

$$\sigma_n = \sigma_{pb} - \sigma_{p2} - \frac{\varepsilon_2 \phi}{a_2 q} - \frac{1}{\frac{a_b}{\varepsilon_b} + \frac{a_1}{\varepsilon_1}} \left[ \frac{\phi_B}{q} - \frac{a_1}{\varepsilon_1} (\sigma_{p1} - \sigma_{pb}) + \frac{\Delta E_b - \Delta E_C + \Delta}{q} \right] \quad \text{Eq. I.30}$$

En faisant de nouveau l'hypothèse que les électrons occupent seulement la première sous bande, on peut réutiliser l'équation I.16 qui donne la position du niveau de Fermi par rapport au bas du puits de potentiel  $\Delta$  (en V) en fonction de la densité de charges dans le canal  $\sigma_n$  :

$$\sigma_n = \frac{\sigma_{pb} - \sigma_{p2} - C_2 \frac{\phi}{q} - C_T \left( \frac{\phi_B + \Delta E_b - \Delta E_C}{q} - V_{GS} \right) + \frac{C_T}{C_1} (\sigma_{p1} - \sigma_{pb})}{1 + C_T \left( \frac{\pi \hbar^2}{q^2 m^*} \right)} \quad \text{Eq. I.31}$$

Avec  $C_1 = \frac{\varepsilon_1}{a_1}$  ,  $C_2 = \frac{\varepsilon_2}{a_2}$  ,  $C_b = \frac{\varepsilon_b}{a_b}$  et  $C_T = \frac{C_1 C_b}{C_1 + C_b}$

L'augmentation de la densité de charge dans le canal induite par l'insertion de la couche AlN est de 10 à 15% [SHE03].

La figure I.16 montre la comparaison de la densité électronique dans le canal en fonction de l'épaisseur de la couche AlGa<sub>N</sub>, pour une hétéro-structure AlGa<sub>N</sub>/AlN/GaN et une hétéro-structure AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> [SMO01].

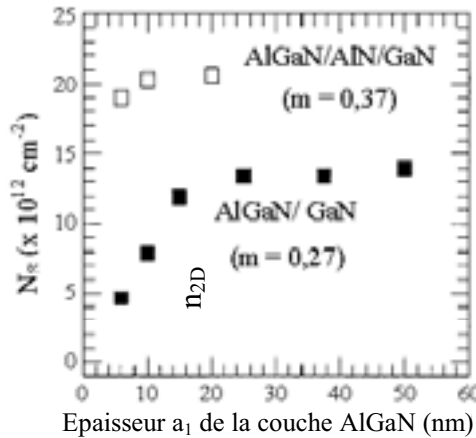


Figure I.16 : Densité électronique dans une structure Al<sub>0,27</sub>Ga<sub>0,73</sub>N/GaN (carré noir) et une structure Al<sub>0,37</sub>Ga<sub>0,63</sub>N/AlN/GaN (carré blanc) en fonction de l'épaisseur de la couche AlGa<sub>N</sub>. L'épaisseur de la couche AlN est 1 nm [SMO01]

Dans le cas d'une hétéro-structure AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, avec une fraction molaire d'aluminium comprise entre 0,2 et 0,4, le puits de potentiel et donc le canal se forment lorsque la couche AlGa<sub>N</sub> atteint 4 nm d'épaisseur. A partir d'une épaisseur de 20 à 30 nm, la densité du 2DEG sature. Les hétéro-structures AlGa<sub>N</sub>/AlN/GaN ont un comportement différent, puisque la densité de porteurs reste relativement constante quand la couche AlGa<sub>N</sub> devient plus épaisse.

Des essais ont également été réalisés en remplaçant la couche AlGaN par une couche en InAlN. L'emploi d'une telle couche avec une fraction molaire d'Indium de l'ordre de 0,17 a montré que l'on peut doubler la densité de courant dans des structures de type HEMT [DEL04].

### I.3.4 Mobilité dans les HEMTs basés sur GaN

La mobilité des porteurs dans le canal dépend avant tout de la qualité cristallographique de l'hétéro-structure, notamment au niveau de l'interface où se forme le puits de potentiel. Les densités de dislocations sont un facteur limitant la mobilité. Les dislocations dépendent du choix du substrat, ainsi que des procédés de fabrication. Dans le cas de l'hétéro-structure AlGaN/GaN, une augmentation de la fraction molaire d'aluminium engendre une augmentation de la densité des porteurs dans le canal. Cependant, cette augmentation de la densité des porteurs va de paire avec une augmentation de l'épaisseur du canal. Les électrons se déplacent dans ce cas plus près de l'hétéro-interface, région où le cristal est de moins bonne qualité, ce qui entraîne une chute de la mobilité des électrons. Pour l'hétéro-structure AlGaN/AlN/GaN, la pénétration de la fonction d'onde de l'électron dans la couche barrière AlGaN se trouve réduite grâce à l'augmentation de la discontinuité de la bande de conduction.

La figure I.17 présente la probabilité de présence d'un électron dans les deux types d'hétéro-structures AlGaN/AlN/GaN et AlGaN/GaN, et la figure I.18 montre la comparaison de la mobilité à basse température ( $T=17K$ ) en fonction de la fraction molaire d'aluminium pour une hétéro-structure AlGaN/AlN/GaN et une hétéro-structure AlGaN/GaN.

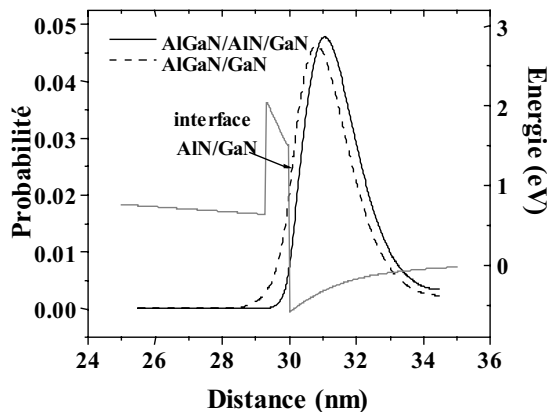


Figure I.17 : Probabilité de présence d'un électron dans les HEMTs AlGaN/AlN/GaN et AlGaN/GaN [SHE03]

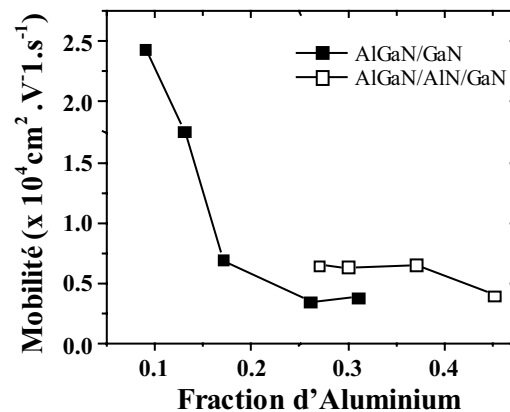


Figure I.18 : Mobilité à  $T=17K$  d'un HEMT AlGaN/GaN et d'un HEMT AlGaN/AlN/GaN [SMO01]

On constate sur la figure I.17 que l'insertion d'une fine couche d'AlN réduit la pénétration de la fonction d'onde dans l'AlGaN. La ligne grise indique la bande de conduction de la structure AlGaN/AlN/GaN. La probabilité de pénétration d'un électron dans la couche

barrière AlGa<sub>0,33</sub>N/GaN est de 7,3%. Après insertion d'une couche AlN, cette valeur est proche de 0 [SHE03].

On constate sur la figure I.18 qu'à T = 17K, que pour une fraction molaire d'aluminium identique voisine de 0,3, la mobilité électronique dans l'hétéro-structure AlGa<sub>0,33</sub>N/GaN dépasse 6000 cm<sup>2</sup>/V.s, ce qui est bien plus élevé que la valeur de 3000 à 4000 cm<sup>2</sup>/V.s de l'hétéro-structure AlGa<sub>0,33</sub>N/GaN. Dans ces mêmes travaux, une mobilité de 1500 cm<sup>2</sup>/V.s et une densité de porteurs de 2,15 x 10<sup>13</sup> cm<sup>-2</sup> a été obtenue sur des hétéro-structures Al<sub>0,37</sub>Ga<sub>0,63</sub>N/AlN/GaN à température ambiante, conduisant à une faible valeur de résistance par carré de 194 Ω/carré. En comparaison, les hétéro-structures AlGa<sub>0,33</sub>N/GaN standards ont une résistance par carré de l'ordre de 250-350 Ω/carré [SMO01].

Des études portant sur les processus d'interaction limitant la mobilité électronique du gaz électronique bi-dimensionnel dans une structure AlGa<sub>0,33</sub>N/GaN en fonction de la densité de porteurs dans le canal et de la densité de dislocations sont présentées dans les travaux de D. Jena. Pour les faibles valeurs de densité de porteurs, la mobilité est principalement limitée par les interactions avec les dislocations, qui d'une part piègent des charges, et d'autre part induisent un champ électrique associé aux contraintes que ces défauts exercent dans le cristal. Pour les plus fortes valeurs de densité de porteurs, la rugosité d'interface est le processus d'interaction déterminant la mobilité des porteurs [JEN01].

Les travaux de l'équipe de T. H. Yu portent sur une étude théorique de la mobilité des porteurs du canal dans une hétéro-structure AlGa<sub>0,33</sub>N/GaN. Dans les processus d'interactions limitant la mobilité, une distinction est faite entre les processus inélastiques tels que les interactions avec les phonons optiques polaires, et les processus élastiques tels que les interactions dues à la déformation des potentiels (acoustiques), les interactions piézoélectriques, les interactions liées à la rugosité d'interface, et les interactions avec les impuretés ionisés de surface et de volume. Ces travaux présentent une étude de la mobilité des porteurs en fonction de la température sur un échantillon dont la densité de porteurs dans le canal vaut 10<sup>13</sup> cm<sup>-2</sup>. Pour T inférieur à 100 K, la mobilité est limitée par la rugosité d'interface, tandis que pour T supérieur à 100 K, la mobilité est limitée par les phonons optiques polaires [YU01].

## I.4 Fabrication des HEMTs à base de nitrure de gallium

### I.4.1 Les substrats

Le matériau GaN massif étant très difficile à obtenir, les composants électroniques sont réalisés sur des substrats de substitution. Ce sont le plus souvent des matériaux tels que le silicium, le saphir, et le carbure de silicium. D'autres matériaux, comme GaAs, LiGaO<sub>2</sub>, ou encore AlN ont été essayés. Les hétéro-épitaxies sont délicates à réaliser du fait de la différence de paramètres de maille des différents matériaux en question, ce qui se traduit par

---

la formation de défauts tels que des dislocations. Les dislocations sont également produites par les contraintes durant l'étape de refroidissement de la structure. Cependant, de récents progrès dans les techniques d'épitanie permettent d'entrevoir la possibilité d'utiliser des substrats en GaN.

#### **I.4.1.1 Substrat silicium**

Les avantages du substrat en silicium sont nombreux. Les substrats Si sont bon marchés, et disponibles en grand diamètre. Le silicium est caractérisé par une bonne dissipation thermique, favorable à l'intégration de composants de puissance. Des substrats de type n ou de type p, ou très résistifs sont disponibles. Une des principales raisons motivant les travaux sur les substrats silicium dans la filière GaN, malgré 17% de désaccord de maille entre ces deux matériaux, est la possibilité de réaliser sur une même puce des composants de puissance ou des composants optoélectroniques, couplés à des circuits en silicium performants. Les substrats en silicium doivent être orientés dans la direction [111] [LIU02].

#### **I.4.1.2 Substrat saphir**

Le saphir est le substrat qui est le plus couramment utilisé dans la réalisation de composants à base de GaN. Les avantages de ce matériau sont un coût raisonnable, la possibilité d'avoir des substrats de grand diamètre (> 6 pouces), et résistifs. Une rotation de 30° du plan d'azote [0 0 0 1] par rapport au plan du saphir [0 0 0 1] est nécessaire pour réduire la différence de constante de maille des deux matériaux. Le désaccord vaut 13 % avec cette rotation, alors qu'il est de 30 % sans la rotation. Ce désaccord induit des densités de dislocations de l'ordre de  $10^{10} \text{ cm}^{-2}$ . Cependant, avec une nitruration adéquate et une couche tampon optimisée et déposée à faible température, par exemple en AlN, des films de GaN de très bonne qualité avec une densité de dislocations inférieure à  $2 \times 10^9 \text{ cm}^{-2}$  peuvent être obtenus. Sur substrat saphir, la croissance par MOVPE permet d'obtenir du GaN de type face-Ga, tandis que celle par MBE permet d'obtenir du GaN face-Ga ou face-N. Les inconvénients du saphir sont une faible conductivité thermique et une grande difficulté à être découpé. Une des méthodes de découpe consiste à pratiquer un sillon grâce à un laser, puis à graver dans ce sillon avec une scie en diamant, pour finir par un clivage [LIU02][MOE01][LIU01].

#### **I.4.1.3 Substrat carbure de silicium**

Les avantages des substrats en SiC sont multiples. Ils présentent un faible désaccord de maille avec GaN, en regard du saphir ou du silicium, et une très bonne conductivité thermique. Les substrats 4H-SiC et 6H-SiC sont les plus utilisés, et présentent l'avantage d'exister également sous forme wurtzite, ce qui facilite la croissance du GaN sur ces derniers.

Le contrôle de la polarité est un des avantages clef du SiC par rapport au saphir. La polarité électrique de l'interface GaN/SiC influence fortement la morphologie de la surface et la qualité cristalline des films de GaN épitaxiés. Les calculs de la structure électronique de l'interface GaN/SiC [0 0 0 1] indiquent que les liaisons les plus fortes sont les liaisons Si/N et C/Ga. Un film de GaN déposé sur un substrat SiC face-Si sera par conséquent de type face-Ga [0001]. Les inconvénients des substrats en SiC sont d'une part le coût actuellement très élevé, et d'autre part la rugosité de surface, qui est en moyenne de 1 nm, contre 0,1 nm pour le saphir. Ceci entraîne le besoin de réaliser des traitements de surface de manière à polir le substrat. Une des méthodes consiste à provoquer l'oxydation du SiC pour former du SiO<sub>2</sub>, qui est ensuite enlevé par attaque chimique. Des sociétés comme Sterling Semi-Conductor produisent des substrats de 3 pouces, Nippon Steel parvient à 4 pouces [LIU02][COM01].

#### I.4.1.4 Substrat GaN

Les cristaux de GaN en vue d'être utilisés comme substrat sont très difficiles à produire, car ils nécessitent des conditions de température et de pression très élevées. Cependant, deux méthodes existent depuis la fin des années 1990 pour synthétiser du GaN massif. La première est la H.P.N.S.G. (High Pressure Nitrogen Solution Growth), et la seconde est la cristallogénèse de GaN utilisant un flux de sodium. Ces méthodes, bien qu'elles permettent d'obtenir des cristaux de taille centimétrique, ne peuvent pour l'instant être transposées à l'échelle industrielle en raison des conditions expérimentales mises en œuvre. Afin de les simplifier, les travaux de A. Denis évaluent deux procédés de cristallogénèse solvothermale, le premier s'inspirant de la cristallogénèse hydrothermale du quartz- $\alpha$  utilisant des enceintes à moyenne pression (50 à 200Mpa), et le second à plus haute pression (1 à 2GPa) découlant de la cristallogénèse du diamant. Le procédé dérivant de celui développé pour le quartz- $\alpha$  aurait l'avantage de permettre la croissance de grands volumes. L'autre conduirait à des vitesses de croissance plus importantes [DEN03].

Une autre approche existe pour la fabrication de substrats GaN. Elle utilise la HVPE (Hydrid Vapor Phase Epitaxy) (§1.4.3.3). Cette approche consiste à faire croître une couche de GaN sur un substrat, puis à la séparer de ce dernier. Des substrats comme le 6H-SiC, le saphir, le MgAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>, le GaAs, le silicium ont été testés. Ce procédé permet de réaliser du GaN face-Ga ou face-N. Des substrats en GaN de bonne qualité ont été fabriqués en utilisant le procédé de croissance de boules par HVPE, avec des densités de dislocations de  $5 \times 10^6$  à  $1 \times 10^7$  cm<sup>-2</sup>. Des substrats en GaN sont déjà commercialisés. La société TDI (Technology and Devices International) produit des substrats de 1,5 pouces, et pense produire des substrats de 3 et 4 pouces dans un futur proche. Une autre société spécialisée dans la fabrication des substrats en GaN est la société UNIPRESS (Pologne) [VAU02][HAN04][LIU02][COM01].

GaN est naturellement de type n. Une des difficultés est de rendre les substrats GaN résistifs puisque, comme nous le verrons par la suite, le dopage p est difficile à réaliser dans

ce matériau. Cependant, plusieurs équipes de chercheurs ont déjà réalisé des HEMTs prometteurs sur substrat GaN [HU03], [KHA00], [FRA00], [MAN00].

#### I.4.1.5 Autres matériaux substrats

D'autres matériaux comme GaAs, LiGaO<sub>2</sub>, et AlN ont été envisagés [LIU02].

GaAs offre un avantage commercial important puisqu'il est disponible depuis longtemps sur le marché. Cependant, il est pénalisé par une grande différence de maille et de coefficient de dilatation thermique avec GaN. Sa conductivité thermique est faible, de l'ordre de 0,5 W/K.cm. De plus, il commence à devenir instable pour des températures supérieures à 800°C. Cependant, des équipes ont réalisé des couches de GaN par MOVPE en utilisant la technique ELO sur des substrats GaAs (001). La densité de dislocations dans les zones de croissance latérale est faible ( $< 10^8 \text{ cm}^{-2}$ ) [SAN02].

LiGaO<sub>2</sub>, est susceptible, de par sa très faible différence de maille avec GaN (0,9%), de produire des couches de GaN de grande qualité, et ce, sans qu'il y ait besoin de couche tampon. De plus, le caractère polaire de ce matériau rend plus facile le contrôle de l'orientation du cristal GaN. Cependant, LiGaO<sub>2</sub> présente une mauvaise conductivité thermique, et une grande différence de coefficient de dilatation thermique avec GaN. Il est instable dans les conditions de croissance de la MOCVD. Enfin, on ne peut pas le rendre isolant [LIU02].

AlN est un candidat idéal pour la réalisation de substrats dédiés au GaN. Il est de nature isolante, et présente des constantes cristallographiques proches de celles du GaN. De plus, il a une très bonne conductivité thermique. De nombreuses recherches sont consacrées à la fabrication de substrats en AlN, mais ils ne sont pas à l'heure actuelle disponibles sur le marché. D'autres matériaux comme MgO, MgAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>, LiAlO<sub>2</sub>, ZnO et MoS<sub>2</sub> ont encore été envisagés [LIU02].

#### I.4.1.6 Principaux paramètres physique des matériaux utilisés pour la réalisation de substrats

Le tableau I.2 présente les structures et les constantes de maille cristallographique des matériaux utilisés dans la fabrication des composants à base de GaN, selon [LIU02].



Matériaux	Structure	Constantes de maille (nm)		
		a	b	c
<b>Semi-conducteurs</b>				
w-GaN	wurtzite	0,31885		0,5185
zb-GaN	zinc blende	0,4511		
w-AlN	wurtzite	0,31106		0,49795
zb-AlN	zinc blende	0,438		
ZnO	wurtzite	0,32496		0,52065
b-SiC	3C (zinc blende)	0,43596		
SiC	4H (wurtzite)	0,3073		1,0053
SiC	6H (wurtzite)	0,30806		1,51173
GaAs	zinc blende	0,56533		
GaP	zinc blende	0,54309		
Si	diamant	0,5431		
<b>Oxydes</b>				
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> (saphir)	Rhombohedral	0,4765		1,2982
MgAl <sub>2</sub> O <sub>4</sub> (spinel)		0,8083		
MgO	NaCl	0,421		
LiGaO <sub>2</sub>	Orthorhombique	0,5402	0,6372	0,5007
g-LiAlO <sub>2</sub>		0,5169		0,6267
NdGaO <sub>3</sub>	Orthorhombique	0,5428	0,5498	0,771

Tableau I.2 : Structure et constante de maille cristallographique des matériaux utilisés dans la fabrication des composants à base de GaN

Le tableau I.3 présente les valeurs des principaux paramètres physiques des matériaux utilisés comme substrat dans la filière GaN [LIU02][PEA00][MOR00] :

	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	4H-SiC	6H-SiC	Si (111)	GaN	AlN	GaAs
Constante de maille par rapport au GaN (%)	13	3,4		-17	1	2,4	
Coefficient de dilatation thermique par rapport au GaN (%)	-34	+25		+139	1	+26	
Conductivité thermique (W/K.cm)	0,5	4,9	4,9	1,56	1,3	2,8	0,5
Energie de bande interdite (eV)	8,1 à 8,6	3,3	3	1,1	3,4	6,2	1,4
Mobilité des électrons (cm <sup>2</sup> /V.s)		1000	400	1430	1300	135	8500
Mobilité des trous (cm <sup>2</sup> /V.s)		115	101	473	300	14	400
Vitesse de saturation (1x10 <sup>7</sup> ) cm/s		2	2	1	3	1,4	2
Champ de claquage (MV/cm)		2,2	2,4	0,2	4	5	0,4
Température de fusion (°C)	2030			1414	2500	2800	1240
Constante diélectrique $\epsilon_r$	8,6	9,7	9,7	11,8	9	8,5	13,1

Tableau I.3 : Propriétés (à 300K) des principaux substrats utilisés dans la fabrication des composants en GaN, et comparaison avec GaAs

## I.4.2 Techniques d'épitaxie employées dans la filière GaN

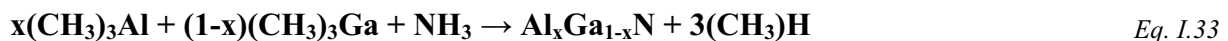
Les deux principales techniques d'épitaxie utilisées dans la filière GaN sont la MOVPE et la MBE. La première présente une bonne vitesse de croissance, et la deuxième, à faible vitesse de croissance, offre un très bon contrôle de l'épaisseur des couches déposées. Le choix de l'épitaxie peut permettre de choisir l'orientation du cristal de GaN ou d'AlGaN. Une autre technique d'épitaxie dérivée de la MOVPE, appelée HVPE, est employée dans la réalisation de substrats en GaN, grâce à sa très grande vitesse de croissance.

### I.4.2.1 Croissance MOVPE

La technique MOVPE (Metal Organo Vapor Phase Epitaxy), encore appelée MOCVD (MetalOrganic Chemical Vapor Deposition), est une technique d'épitaxie réalisée sous pression atmosphérique. Les gaz circulent sur le substrat qui est maintenu à une température élevée. Dans la croissance MOVPE du GaN, le précurseur le plus approprié pour l'azote est l'ammoniac ( $\text{NH}_3$ ), alors que du Trimethylgallium (TMGa) ou du Triethylgallium (TEGa) peuvent être utilisés pour la source de Gallium. La croissance MOVPE du GaN nécessite une forte pression de  $\text{NH}_3$ , et une température de croissance élevée (~1000 à 1100°C). La chambre de croissance doit être spécialement dessinée pour permettre les réactions primaires entre l'ammoniac et les alkyls de gallium. L'équation régissant la réaction chimique de la formation du GaN est :



La croissance de la couche AlGaN utilise une méthode qui consiste à combiner simultanément du Trimethylaluminium (TMAI) avec du TMGa comme décrit dans l'équation suivante. En ajustant la composition de la phase gazeuse du TMAI et du TMGa, on peut contrôler la composition solide obtenue [NAS01]. L'équation régissant la réaction chimique de la formation de AlGaN est :



Les points forts de cette technique de croissance sont une qualité cristalline élevée des couches épitaxiées, ainsi qu'un rendement plus élevé par rapport à l'épitaxie par jets moléculaires (MBE). Elle permet également de privilégier la croissance latérale, propriété qu'utilise la technique ELO, que nous décrirons par la suite.

Les points faibles de cette technique sont une précision plus faible de l'épaisseur des couches que celle offerte par la MBE, ainsi qu'une plus grande pollution du fait de l'utilisation de gaz nocifs en grandes quantités.

---

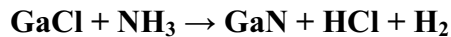
### I.4.2.2 Croissance MBE

La MBE (Molecular Beam Epitaxy) est une technique d'épitaxie réalisée sous ultra-vide. Le principe consiste à provoquer la condensation de flux atomiques ou moléculaires obtenus par évaporation de sources solides sur un substrat mono cristallin. La MBE conventionnelle ne peut pas être utilisée pour la croissance du GaN, car l'azote ne peut pas être dissocié en utilisant des cellules d'effusion classiques. Une cellule d'effusion est un dispositif constitué d'un creusé et d'un four, qui permet d'évaporer le matériau placé dedans. Différents types de cellules d'effusion existent selon la nature des matériaux à évaporer. Dans la croissance MBE du GaN, un faisceau de Ga sous forme vapeur produit par une cellule d'effusion et de l'azote actif sont directement dirigés sur le substrat chaud pour former le film de GaN. La chambre de bâti MBE peut être également équipée avec des cellules de Si ou de Mg pour le dopage de type n ou p, aussi bien que d'Al pour la croissance d'AlGaIn. L'ammoniac est la source d'azote actif la plus utilisée. L'azote actif doit être dissocié en azote atomique dans des cellules de dissociation à haute température. Des composés métallo-organiques peuvent être utilisés comme sources des éléments du groupe III qui peuvent réagir avec l'ammoniac près du substrat chaud pour former le GaN et ses différents alliages. Ces différentes sources ont inspiré des techniques de MBE hybrides, comme la Metal Organic MBE (MOMBE), la Chemical Beam Epitaxy (CBE), et la Plasma Assisted MBE (PAMBE) [NAS01].

La technique MBE fournit un très bon contrôle des paramètres de croissance (au niveau de la mono couche) en temps réel et permet la réalisation d'hétéro-structures avec un contrôle très précis de l'épaisseur et du profil de dopage des couches, ainsi que de leur composition. Cependant, cette technique de croissance présente plusieurs limitations, comme un rendement de production faible, en raison de la faible vitesse de croissance de l'ordre de  $1\mu\text{m/h}$ , soit une mono couche par seconde, ou encore comme une forte densité de défauts en surface liée à des résidus de gallium. Enfin, la technique MBE ne permet pas de déposer des matériaux contenant des éléments chimiques volatiles.

### I.4.2.3 Croissance HVPE

L'épitaxie HVPE (Hybrid Vapor Phase Epitaxy) est une technique dérivée de la MOVPE, la source de gallium est cependant différente. Les réacteurs utilisés pour la HVPE possèdent deux zones, qui sont une zone de source et une zone de croissance. Des gaz HCl et  $\text{NH}_3$  sont injectés dans le réacteur à travers la zone de source. De l'azote est utilisé comme gaz porteur pour HCl et  $\text{NH}_3$ . Dans la zone de source, où la température est de  $860\text{ }^\circ\text{C}$ , HCl passe dans une zone contenant du Ga à l'état solide, pour former du GaCl, qui est ensuite injecté dans la zone de croissance. Il rentre alors en réaction avec  $\text{NH}_3$  à la surface du substrat pour former du GaN. L'équation régissant la réaction chimique de la formation du GaN est :



Eq. I.34

La température de croissance est habituellement comprise entre 950 et 1050°C. Le saphir est le substrat le plus souvent utilisé pour la croissance de couches épaisses de GaN par HVPE. De manière à augmenter la densité de nucléation de la couche GaN sur le saphir [0001], un pré-traitement au GaCl peut être fait, ou une couche tampon en ZnO peut être déposée. L'épitaxie HVPE avec sa vitesse de croissance élevée (> 200 µm/h) apparaît comme une technique très attractive pour la production de couches de GaN épaisses (> 230 µm), pour former des wafers de bonne qualité.

#### I.4.2.4 Avantages et inconvénients des différentes techniques d'épitaxie

De ces trois techniques, la MBE est celle qui permet de déposer des couches ultra minces tout en contrôlant parfaitement la concentration de dopage des couches, la MOVPE est la plus courante, et la HVPE est celle qui présente la vitesse de croissance la plus élevée.

Le tableau I.4 résume les principaux avantages et inconvénients de ces trois techniques d'épitaxie [NAS01].

Epitaxie	Avantages :	Inconvénients :
<b>MBE</b>	Haute pureté du substrat. Environnement libre en hydrogène. Réalisation d'interfaces abruptes. Possibilité d'utiliser un plasma ou un laser pour assister la croissance. Faible température.	Besoin d'ultra vide. L'azote ne peut être directement utilisé pour la croissance du GaN. De l'azote doit être d'abord décomposé pour réagir avec la surface du substrat de manière à incorporer le GaN. Faible vitesse de croissance (1µm/h). Faible capacité de production, très cher.
<b>MOVPE</b>	Haute vitesse de croissance. Réalisation d'interfaces abruptes. Possibilité de croissance d'aires de grande taille. Contrôle de l'épaisseur in-situ. Bonne capacité de production. Très haute qualité de film. Coût intermédiaire.	Nécessite une grande quantité de NH <sub>3</sub> . Le dopage de type p par Mg entraîne la formation de complexes Mg-H qui nécessitent un procédé technologique supplémentaire pour être activés. Haute température.
<b>HVPE</b>	Technique de croissance simple. Très approprié pour les films GaN épais grâce à la très grande vitesse de croissance (>200µm/h). Intérêt accru pour produire des couches tampons épaisses, avec des contraintes relaxées. Bonne qualité des films.	Très haute température de croissance du procédé, entre 1000 et 1200°C, entraînant une forte concentration d'impuretés de type Si ou O. Atmosphère sous Hydrogène. Pas d'interface abrupte.

Tableau I.4 : Avantages et inconvénients de la MBE, de la MOVPE, et de la HPVE, pour la croissance de GaN [NAS01]

Insistons sur l'émergence d'une nouvelle technique d'épitaxie qui rassemble les avantages de la MOCVD et de la MBE, et qui semble très prometteuse : l'épitaxie par jets moléculaires à partir de matériaux organométalliques (MOMBE) citée plus haut, appelée encore épitaxie par jets chimiques (CBE).

### I.4.3 Croissance du GaN sur les substrats

Comme les paramètres de maille, ainsi que les coefficients de dilatation thermique du GaN et des différents matériaux utilisés comme substrats ne sont pas accordés, la croissance épitaxiale génère une forte densité de défauts, qui sont majoritairement des lignes de dislocations, de l'ordre de  $10^9$  à  $10^{11}$   $\text{cm}^{-2}$ . En comparaison, la croissance d'homo-épitaxie sur GaAs génère une densité de dislocations de l'ordre de  $10^2$  à  $10^4$   $\text{cm}^{-2}$ , et l'homo-épitaxie sur Si des densités de dislocations pratiquement nulles.

Pour réduire la formation de ces défauts, des procédés spécifiques ont été développés, comme le dépôt d'une couche tampon en AlN entre le substrat et le GaN, ou bien encore la réalisation de super réseaux constitués d'un empilement de couches en GaN et en AlN. D'autres procédés plus compliqués ont été développés à partir d'une technique d'épitaxie qui privilégie la croissance latérale, appelée épitaxie ELO (Epitaxy Lateral Overgrowth). Ce procédé, et ses dérivés comme la PENDEO, utilisent des masques qui permettent de 'filtrer' les lignes de dislocations.

#### I.4.3.1 Couche tampon en AlN

La croissance de GaN sur les différents substrats nécessite en premier lieu le dépôt d'une couche tampon. En utilisant une couche de nucléation appropriée, on observe une réduction de la densité de dislocations qui est alors de l'ordre de  $10^8$   $\text{cm}^{-2}$ . Des matériaux comme AlN, GaAs, AlAs, ZnO, LiGaO<sub>2</sub>, SiO<sub>2</sub> et Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> ont été testés [COM01]. L'AlN semble donner les meilleurs résultats, et reste le matériau le plus souvent utilisé. L'épaisseur optimale de la couche tampon d'AlN sur un substrat saphir est de l'ordre de 20 à 30 nm [MOE01]. Les travaux de Y. Lu ont montré que sur substrat Si(111), la température de croissance optimale de la couche AlN est de 1080°C [LU04]. D'autres travaux ont démontré la possibilité d'obtenir de bons résultats en utilisant une couche tampon Al<sub>m</sub>Ga<sub>1-m</sub>N avec  $m=0,15$  sur substrat 6H-SiC [EIN03]. La figure I.19 présente une image obtenue au TEM d'une structure de type GaN/AlN/6H-SiC [TAN97].

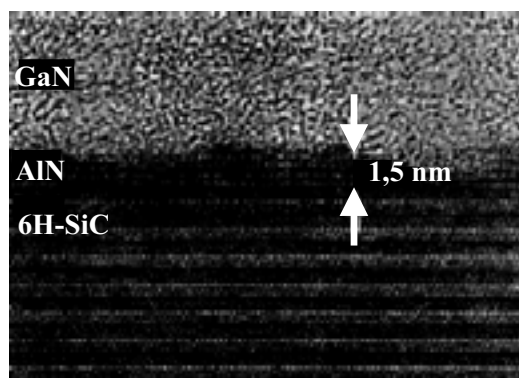


Figure I.19 : Image MET d'une couche de GaN déposée sur une fine couche tampon en AlN de 1,5 nm d'épaisseur, elle-même déposée sur un substrat 6H-SiC [TAN97]

La fine couche tampon d'AlN (1,5 nm) est déposée à 1150°C, par MOCVD. On n'observe pas de dislocations à l'interface GaN/AlN.

### I.4.3.2 Super Réseau AlN/GaN

Cette technique consiste en un empilement de couches en AlN et de couches en GaN déposées à faible température (700°C). Ce procédé permet d'obtenir un ordre de grandeur de densité de dislocations en moins par rapport à une seule couche tampon [MOE01].

Les figures I.20 et I.21 présentent respectivement une coupe schématique d'un super réseau réalisé sur substrat saphir, et une observation au MET d'une micro-section réalisée sur un composant issu de ce procédé.

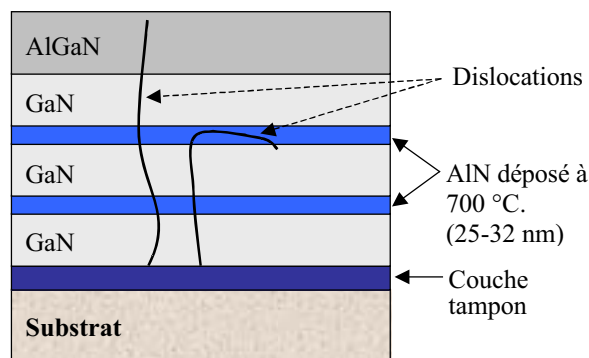


Figure I.20 : Coupe schématique d'un super réseau réalisé sur substrat saphir

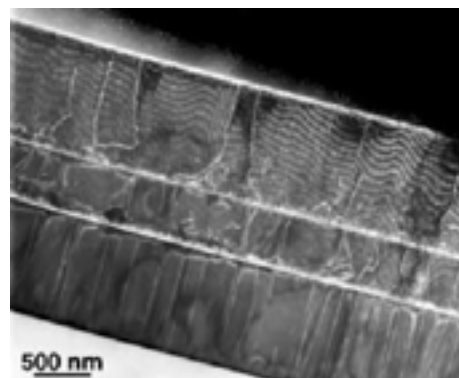


Figure I.21 : Observation au MET d'une micro-section d'un super réseau AlN/GaN réalisé sur substrat saphir [MOE01]

### I.4.3.3 Procédés ELO

Le procédé ELO (Epitaxial Lateral Overgrowth), encore appelée LEO ou ELOG, développé en 1994, est un procédé d'épitaxie qui privilégie la croissance latérale. Cette technique, qui permet de réduire la densité de défauts au niveau de l'hétéro-épitaxie, se décline en deux versions [MOE01].

**Procédé ELO-1 :** Dans le procédé ELO à une étape, la technique consiste à faire croître par MOCVD une couche de GaN, suivie d'une couche amorphe de SiO<sub>2</sub> ou de Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, sur une épaisseur de 100-200 nm. Ensuite, des petites "fenêtres", de forme rectangulaire ou circulaire sont ouvertes, sur une profondeur permettant d'atteindre la première couche de GaN. On fait alors croître un film de GaN. La croissance épitaxiale se fait uniquement dans les ouvertures pratiquées entre les masques, en privilégiant une croissance latérale. Au dessus des masques, les lignes de dislocations ne peuvent se propager dans les couches supérieures, tandis que le matériau GaN qui croît au-dessus des ouvertures présente la même densité de défauts que la première couche. Avec la technique ELO-1, on arrive à atteindre des densités de dislocations

de  $10^7 \text{ cm}^{-2}$ . Certaines équipes de recherche utilisent des masques en tungstène, et non en  $\text{SiO}_2$  [HIR00].

Les figures I.22 et I.23 illustrent le procédé ELO-1.

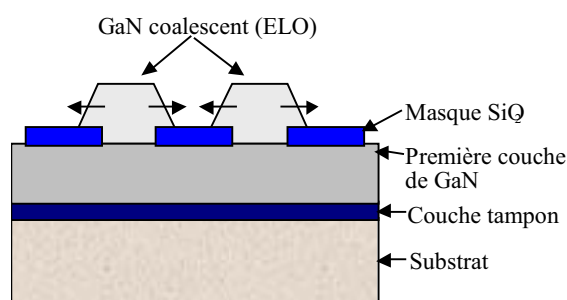


Figure I.22 : Principe de la technique ELO-1

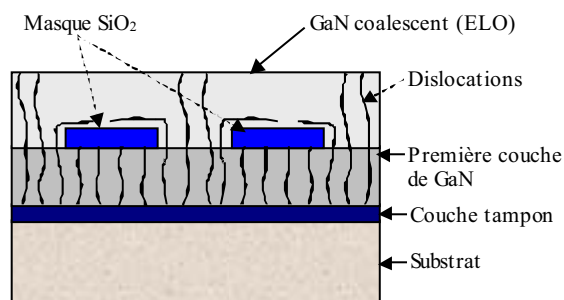


Figure I.23 : Lignes de dislocations

**Procédé ELO-2 :** Dans le procédé ELO à deux étapes, les conditions de croissance de la première étape sont contrôlées pour obtenir des formes triangulaires. À l'intérieur de ces motifs, les lignes de dislocations arrivant du substrat sont déviées de  $90^\circ$  quand elles rencontrent une face latérale inclinée. Au cours de la seconde étape, les conditions de croissance sont modifiées pour obtenir une coalescence complète (la croissance du GaN est préférentiellement latérale, et les îlots formés entre les masques se rejoignent par dessus les masques, et leurs points de rencontre forme une zone dite coalescente). La technologie ELO-2 produit du GaN de haute qualité, avec des densités de dislocation de l'ordre de  $10^6 \text{ cm}^{-2}$ , et une concentration de pièges profonds à électrons inférieure à  $10^{14} \text{ cm}^{-3}$  (pour les films GaN sans recours à l'ELO, elle est de l'ordre de  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ).

D'autres procédés dérivés de la technique ELO existent également. Parmi eux, on peut citer le procédé ELO sans masque ; ce procédé consiste en un dépôt d'une couche d'AlN à faible température, rendant rugueuse la surface de cette dernière. Le GaN est ensuite déposé, en favorisant la croissance latérale. Ce procédé a le mérite de diminuer le nombre d'étapes technologiques, à l'inverse du procédé PENDEO, qui en ajoute.

#### I.4.3.4 Procédé PENDEO

L'épitaxie PENDEO est basée sur le principe du procédé ELO. On arrive grâce à ce procédé à obtenir des couches de GaN de grandes qualités, avec des densités de dislocations aussi faibles que  $10^5 \text{ cm}^{-2}$ . Des travaux ont également été réalisés pour retirer les masques lors du procédé, de manière à supprimer les problèmes de différence de dilatation thermique entre GaN et le matériau diélectrique, améliorant ainsi la fiabilité des échantillons.

La figure I.24 illustre le principe de l'épitaxie PENDEO, et la figure I.25 montre une image au MEB d'une croissance par épitaxie PENDEO d'une couche GaN sur un substrat 6H-SiC [ZHE99][GEH99].

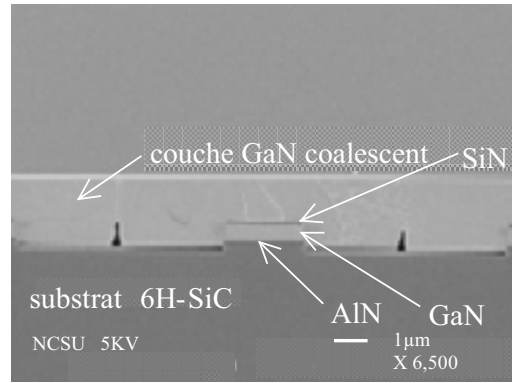
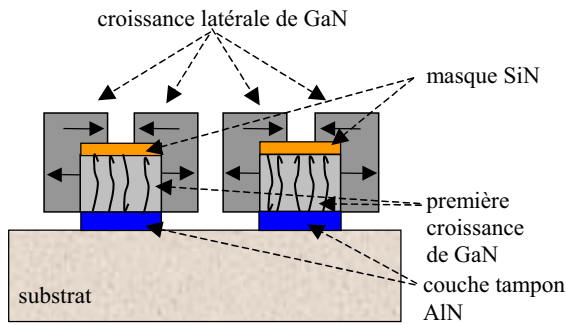


Figure I.24 : Principe du procédé PENDEO [GEH99]

Figure I.25 : Observation au MEB d'une croissance par PENDEO sur substrat 6H-SiC [GEH99]

### I.4.4 Structure des HEMTs basés sur GaN

La figure I.26 montre trois structures de composants qui peuvent être employées pour la fabrication de HEMTs AlGaN/GaN. Jusqu'à présent, la majorité des transistors HEMTs AlGaN/GaN ont été réalisés en structure planaire, comme illustrée à la figure I.26(a). Les contacts ohmiques de source et de drain sont déposés directement sur la couche AlGaN sans augmentation du dopage local pour réduire les résistances de contact. Cela conduit à des valeurs de résistance d'accès élevées, réduisant le gain en puissance et dégradant la linéarité du transistor. La figure I.26(b) montre une technique utilisée pour réduire les résistances d'accès. Cette technique, déjà utilisée dans les filières GaAs ou InP, est celle du recess de grille. Ce type de structure est réalisé en utilisant une gravure plasma, dont l'inconvénient est la formation de défauts de surface dans la région située sous la grille. Finalement, la structure auto-alignée où le dopage est réalisé par implantation ionique (figure I.26(c)), est utilisée pour créer des régions fortement dopées pour les contacts de source et de drain [KUC01].

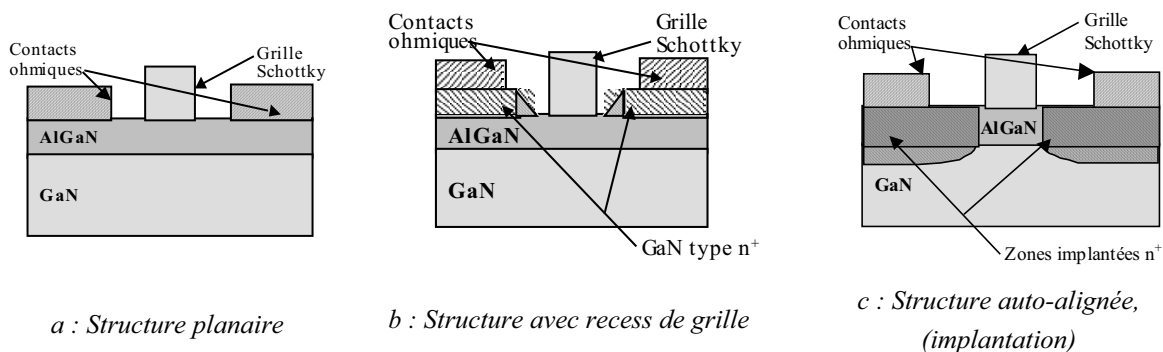


Figure I.26 : Les trois principales structures de HEMT GaN. L'implantation ionique semble être le moyen le plus simple pour réaliser des régions dopées nécessaires pour la réduction des résistances d'accès



### I.4.5 Le dopage par implantation ionique

L'implantation ionique est une solution pour réaliser le dopage sélectif dans les composants électroniques. L'une des difficultés est d'éviter les dégradations de surface, qui peuvent avoir un impact négatif sur les caractéristiques de la grille Schottky. L'implantation ionique est toujours suivie d'une étape de recuit, nécessaire d'une part pour guérir les défauts du réseau cristallin produits lors de l'implantation, et d'autre part pour activer les espèces implantées en stimulant leur migration dans les sites du réseau cristallin. D'une manière générale, des températures de recuit de l'ordre de 2/3 de la température de fusion du matériau sont nécessaires pour réduire la densité de défauts. Comme la température de fusion du GaN est très élevée ( $\sim 2500^\circ\text{C}$ ), on peut s'attendre à ce que des températures de recuit de l'ordre de  $1650^\circ\text{C}$  soient nécessaires pour guérir les défauts du GaN produits par l'implantation. Or, à  $1650^\circ\text{C}$ , le GaN commence à se décomposer en perdant les atomes d'azote situés à sa surface, ce qui impose des températures de recuit plus faibles, limitant la guérison des défauts.

#### I.4.5.1 Dopage de type n par implantation ionique

La plupart des dopages de type n sur GaN sont réalisés par implantation ionique de silicium. D'autres espèces chimiques, comme l'oxygène, le soufre, l'argon, le sélénium, et le tellure ont également été testées.

Au-dessus d'une température de recuit de  $1050^\circ\text{C}$ , le silicium devient électriquement actif, produisant une diminution rapide de la résistivité. Le niveau d'ionisation est de l'ordre de 30 meV. Des analyses ont montré que presque 100% du silicium migre sur les sites de gallium vacants à  $1100^\circ\text{C}$ , créant un état donneur peu profond. Les résultats de l'implantation d'ions  $\text{Si}^+$  suivie d'un recuit donnent des densités de porteurs supérieures à  $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ .

Des études comparant les résultats d'échantillons implantés avec des ions  $\text{Ar}^+$  et  $\text{Si}^+$  à la même dose, ont montré qu'il y a cent fois plus d'électrons libres avec le silicium. Les ions  $\text{Ar}^+$  sont plus lourds, créant donc plus de défauts dans le cristal. Les défauts dus à l'implantation ne sont donc pas responsables de la génération de ces porteurs.

L'implantation d'oxygène produit également un dopage de type n dans le GaN. Après un recuit à  $1100^\circ\text{C}$ , l'oxygène crée des états donneurs peu profonds avec une énergie d'activation de 29 meV, mais demeure relativement peu efficace, car seulement 10% de l'oxygène implanté devient électriquement actif.

Les ions  $\text{S}^+$  peuvent également être utilisés. Pour une température de recuit comprise entre  $1000$  et  $1200^\circ\text{C}$ , la densité de porteurs est de l'ordre de  $5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , et le niveau d'ionisation des donneurs  $\text{S}^+$  est de  $48 \pm 10$  meV.

Des résultats similaires ont été obtenus pour l'implantation avec du  $\text{Te}^+$ , avec une densité de porteurs de l'ordre de  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ . L'activation commence autour des mêmes températures que pour le soufre, mais les densités d'électrons obtenues sont plus faibles. Des

concentrations d'électrons maximales de  $2 \times 10^{18}$  à  $6 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  ont été obtenues par dopage par implantation ionique avec des ions sélénium. Ces valeurs sont également inférieures à celles données pour le dopage avec le silicium, faisant de ce dernier le meilleur candidat pour la création de couches GaN de type n par implantation ionique.

Les défauts résiduels de l'implantation sont électriquement actifs dans tous les semi-conducteurs III-V, produisant une conductivité résiduelle de type n dans le GaN.

Le tableau I.5 présente les caractéristiques de niveau de dopage et de niveau d'ionisation des différentes espèces dopantes de type donneur utilisées dans l'implantation ionique du GaN.

Donneurs	Niveau de dopage maximum réalisable ( $\text{cm}^{-3}$ )	Niveau d'ionisation (meV)
Si	$5 \times 10^{20}$	30
S	$5 \times 10^{18}$	48
Se	$2 \times 10^{18}$ à $6 \times 10^{19}$	-
Te	$1 \times 10^{18}$	50
O	$3 \times 10^{18}$	29

Tableau I.5 : Caractéristiques des différentes espèces dopantes de type donneur utilisées dans l'implantation ionique du GaN [KUC01]

Le dopage par implantation ionique de type n de couches AlGaN a été étudié par l'équipe de J. C. Zolper. Des couches d' $\text{Al}_{0,15}\text{Ga}_{0,75}\text{N}$  déposées sur substrat saphir ont été implantées avec des ions silicium, à une énergie de 100 keV, à température ambiante, et à deux doses différentes, 1 et  $5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ . Des mesures de la concentration électronique ont été réalisées en fonction de la température de recuit. Un échantillon non implanté subit les mêmes recuits pour servir de référence. Ce dernier devient de type donneur lors du recuit, ce qui doit être dû à l'activation des impuretés non-intentionnelles, comme l'oxygène, particulièrement suspect à cause de sa tendance à s'incorporer dans les matériaux contenant de l'aluminium. Aux plus hautes températures, l'échantillon implanté avec une forte dose de silicium a une concentration d'électrons libres quatre fois plus élevée que l'échantillon non implanté. Cela correspond à 34% d'activation du silicium implanté [ZOP98].

#### I.4.5.2 Dopage de type p par implantation ionique

Le dopage de type p est très difficile à réaliser, ce qui pénalise la filière GaN, surtout pour les composants optoélectroniques. Il est plus critique que le dopage de type n car il induit un grand nombre d'impuretés dans le cristal, comme l'oxygène, et des défauts, qui pénalisent les propriétés de conduction du matériau.

Des études ont montré que le magnésium et le calcium (accepteurs de la deuxième colonne) sont les meilleurs candidats pour le dopage de type p [KUC01].

On suspecte le caractère résiduel de type n du GaN comme étant à l'origine des fortes doses de Mg ( $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ ) nécessaires pour créer un dopage de type p [KAL98].

Des études ont été faites sur la co-implantation du GaN par du magnésium et du phosphore, permettant d'améliorer le taux d'occupation des sites de substitution du Ga par le Mg. Une conversion du dopage n vers un dopage p est observée après un recuit à  $1050^\circ\text{C}$ , correspondant au déplacement des atomes de Mg dans des sites de substitution. Des résultats similaires ont été observés pour du GaN co-implanté avec du calcium et du phosphore, avec une température de recuit de  $1100^\circ\text{C}$ .

Les effets de la température de recuit après implantation sur les concentrations des porteurs de charge du GaN implanté avec du magnésium montrent que seulement  $\sim 1\%$  du Mg est électriquement actif à  $25^\circ\text{C}$ .

Le tableau I.6 présente les caractéristiques de niveau de dopage et de niveau d'ionisation des différentes espèces dopantes de type accepteur utilisées dans l'implantation ionique du GaN.

Accepteurs	Niveau de dopage maximum réalisable ( $\text{cm}^{-3}$ )	Niveau d'ionisation (meV)
Mg	$\sim 5 \times 10^{18}$	170
Ca	$\sim 5 \times 10^{18}$	165

Tableau I.6 : Caractéristiques des différentes espèces dopantes de type accepteur utilisées dans l'implantation ionique du GaN [KUC01]

#### I.4.6 Isolement des composants

La définition de la zone active du composant est couramment réalisée par gravure d'un mesa. On peut procéder à une attaque chimique avec du  $\text{Cl}_2$  ou du  $\text{SF}_6$ , mais cette technique conduit à la formation de nombreux défauts et à la présence d'impuretés. Une autre technique consiste à réaliser l'isolement par implantation ionique. Le processus d'implantation peut compenser le dopage d'une couche semi-conductrice grâce d'une part aux défauts créés, et d'autre part aux mécanismes chimiques mis en jeu avec les espèces implantées.

Des travaux réalisés à différentes températures de recuit ont montré que l'isolement électrique du GaN dépend entièrement des dommages d'implantation sans effet de compensation chimique, comme c'est le cas dans les structures AlGaAs/GaAs.

L'isolement du GaN par implantation ionique peut se faire en utilisant des ions argon, hydrogène, hélium, azote, oxygène, titane, chrome, ou fer, avec des énergies de l'ordre du keV.

L'implantation ionique d'ions arsenic ou hélium s'est montrée la plus performante.

L'implantation avec des ions azote à des doses de  $10^{12}$  à  $10^{13} \text{ cm}^{-2}$  compense efficacement le dopage du GaN de type n ou p. Pour les deux types de dopage, la résistance d'isolement augmente tout d'abord avec la température de recuit et atteint un maximum avant

de diminuer significativement après un recuit à 850°C pour le GaN de type n, et un recuit à 950°C pour le GaN de type p. Ce comportement est typique de la compensation de dopage par les dommages d'implantation. Les niveaux d'énergie des défauts estimés à partir des diagrammes d'Arrhenius de la résistance d'isolement sont de 0,83 eV pour du GaN de type n, et 0,9 eV pour du GaN initialement de type p. Ces niveaux ne sont pas situés au milieu de la bande interdite mais sont suffisamment profonds pour permettre d'obtenir une résistivité supérieure à  $10^9 \Omega/\text{carré}$ .

Dans le cas d'implantations réalisées avec une énergie de l'ordre du MeV, une seule étape d'implantation est suffisante pour isoler un film de GaN relativement épais ( $\geq 1,5 \mu\text{m}$ ) (ce qui n'est pas le cas avec des énergies de l'ordre du keV). Des études utilisant des ions de différentes espèces (hydrogène, lithium, carbone, oxygène) montrent que les doses nécessaires diminuent avec l'augmentation de la masse des ions, comme le montre la figure suivante :

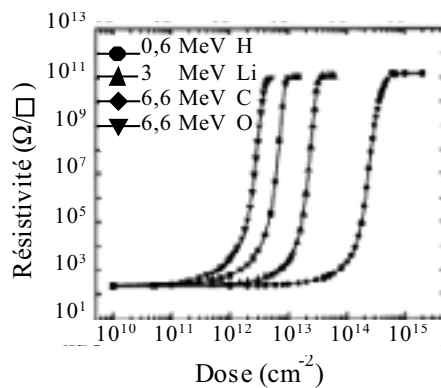


Figure I.27 : Dépendance de la résistivité en fonction de la dose d'implantation de différentes espèces chimiques sur un échantillon de GaN ( $n = 3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , réalisée à 300K [KUC01]

La plus grande concentration de défauts induits dans le cas d'ions plus lourds est à l'origine des plus fortes valeurs de résistivité. Les travaux de S. O. Kucheyeva ont permis d'obtenir des résistivités de  $1 \text{ à } 2 \times 10^{11} \Omega/\text{carré}$  en utilisant des ions carbone implantés avec une énergie de 6,6 MeV, à température ambiante [KUC01].

Des isollements très efficaces de HEMTs AlGaN/GaN ont été réalisés en utilisant un procédé d'implantation combiné phosphore/hélium. Une résistivité de  $10^{12} \Omega/\text{carré}$  a été obtenue dans des structures AlGaN/GaN avec une couche de GaN de  $1 \mu\text{m}$  d'épaisseur [HAR98].

#### I.4.7 Les contacts ohmiques

Les contacts ohmiques sont réalisés par des structures multi-couches, utilisant des métaux comme le titane, l'aluminium, l'or, le nickel, le platine, le molybdène, ou le tantale. Les séquences d'empilement peuvent être les suivantes : Ti/Al/Ni/Au, Ti/Al/Ti/Au,

Ti/Al/Mo/Au, Ti/Al/Pt/Au, Al/Ti/Ta, Ti/Al, Ti/Al/Au, et cette liste n'est pas exhaustive. Le titane est utilisé pour éviter la diffusion des autres matériaux dans le semi-conducteur. Les épaisseurs typiques des différentes couches sont par exemple dans le cas des contacts réalisés en Ti/Al/Ti/Au de l'ordre de 200/1000/450/550Å. Le dépôt des contacts ohmiques est toujours suivi d'un recuit thermique rapide. Des températures de 800 à 950°C pendant une durée de l'ordre de 30 s sont couramment employées. A titre d'exemple, les contacts ohmiques réalisés en Ti/Al/Ni/Au présentent une résistivité de contact spécifique de l'ordre de  $8,9 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{cm}^2$ . Ceux réalisés en Ti/Al/Pt/Au présentent une résistivité de contact spécifique de l'ordre de  $8,4 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{cm}^2$ , et sont stables dans le temps [LEE00]. Ceux réalisés en Ti/Al/Mo/Au présentent une résistivité de contact spécifique de l'ordre de  $4,5 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$ , conduisant à des résistances de contact de 0,2  $\Omega \cdot \text{mm}$  [SEL02]. La figure I.28 présente la résistance de contact de différents contacts ohmiques réalisés sur des couches GaN ou AlGaN d'après [MUN01].

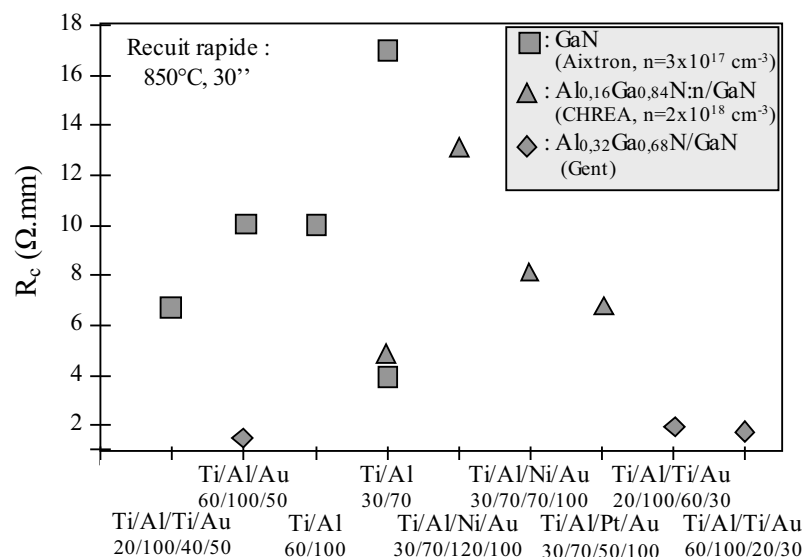


Figure I.28 : Résistance de contact pour différents types de contacts ohmiques [MUN01]

On peut constater que les plus faibles résistances de contact sur une couche Al<sub>0,32</sub>Ga<sub>0,68</sub>N sont obtenues en utilisant un empilement Ti/Al/Au, ou Ti/Al/Ti/Au. Pour les contacts réalisés en Ti/Al/Ti/Au, la rugosité de surface augmente avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche d'or. Cette dernière doit donc être fine (50 nm). Enfin, les contacts réalisés en Ti/Al/Au (60/100/50) ont montré une meilleure morphologie de surface que les contacts en Ti/Al/Ti/Au.

Des recherches ont été menées sur l'utilisation de Tantale pour réaliser l'interface entre la couche AlGa<sub>0,32</sub>N et le contact ohmique. Ces contacts sont réalisés avec un empilement Al(500 Å)/Ti(500 Å)/Ta(500 Å), et présentent une résistivité de  $(5 \pm 2) \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$ , valeur qui doit être comparée au  $(7 \pm 1) \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{cm}^2$  pour un contact réalisé en Al(200 Å)/Ti(1500 Å) [KIA01].

## I.4.8 Les grilles

### I.4.8.1 Métallisation de grille

La réalisation de la grille est effectuée après la réalisation des contacts ohmiques. Les contacts Schottky sont le plus couramment réalisés en Pt/Au , Ni/Au, Pt/Ti/Au, ou encore Pd/Au [ZHA01][MUN01][MON02]. Ces différentes associations mènent à des hauteurs de la barrière de potentiel formée avec la couche GaN ou AlGaN sensiblement différentes.

La figure I.29 présente le diagramme des bandes d'énergie de conduction et de valence d'un matériau semi-conducteur à l'interface avec le vide.

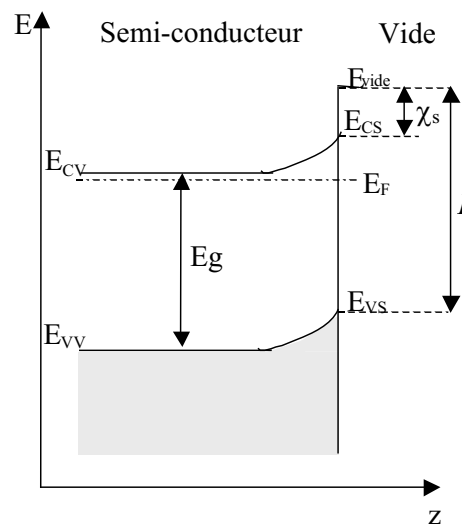


Figure I.29 : Diagramme des bandes d'énergie de conduction et de valence d'un matériau semi-conducteur à l'interface avec le vide [GRA01]

L'énergie d'ionisation  $I$ , l'affinité électronique  $\chi_s$ , l'énergie de bande interdite  $E_g$ , le niveau du vide  $E_{\text{vide}}$ , le niveau de Fermi  $E_F$ , la bande de conduction  $E_{CS}$  et  $E_{CV}$  à la surface et dans le volume, et la bande de valence  $E_{VS}$  et  $E_{VV}$  à la surface et dans le volume sont représentés. La représentation de la figure I.30 fait intervenir l'affinité électronique  $\chi_s$  à la surface du semi-conducteur, qui vaut :

$$\chi_s = I - E_g \quad \text{Eq. I.35}$$

Si on connaît  $E_g$ , on peut donc déterminer l'affinité électronique du matériau à partir de l'énergie d'ionisation.

La figure I.30 présente les diagrammes des bandes d'énergie de valence et de conduction du métal de grille et du semi conducteur avant (a)) et après mise en contact (b)) à l'équilibre thermodynamique [MAL03].

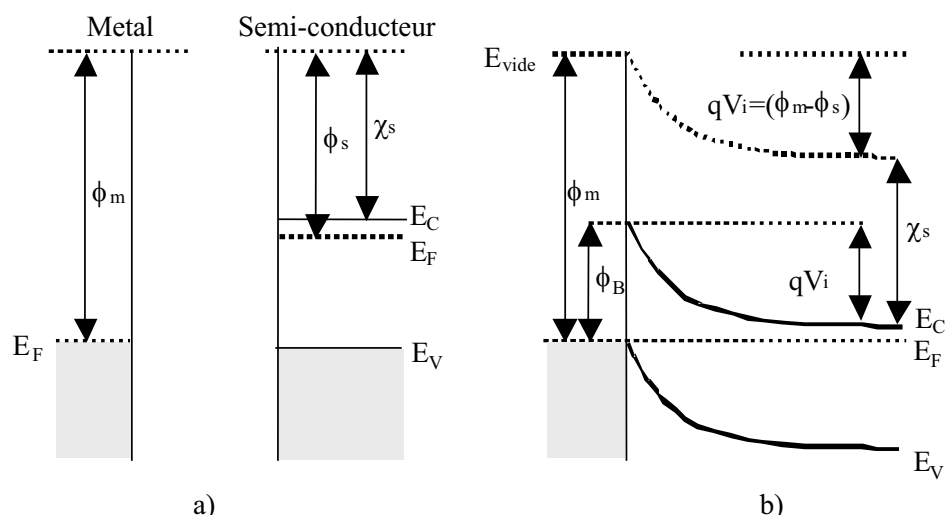


Figure I.30 : diagrammes des bandes d'énergie de valence et de conduction du métal de grille et du semi-conducteur avant et à l'équilibre thermodynamique après mise en contact

Avant la mise en contact, les différents matériaux sont caractérisés par la position du niveau de Fermi par rapport au vide, c'est à dire  $\phi_m$  pour le métal, et  $\phi_s$  pour le semi-conducteur. Lors de la mise en contact, les niveaux de Fermi s'alignent. Il en résulte une barrière de potentiel  $\phi_B$ . Le tableau I.7 donne la valeur de  $\phi_m$  pour les principaux métaux intervenant dans la réalisation des contacts Schottky des HEMTs basés sur GaN.

Métal :	Pt	Ni	Pd	Au
$\phi_m$ (eV) :	5,65	5,15	5,12	5,1

Tableau I.7 : Valeurs de  $\phi_m$  pour les principaux matériaux intervenant dans la réalisation des contacts Schottky des HEMTs basés sur GaN[MON02]

La hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$  du contact Schottky est donnée dans le cas idéal par l'équation :

$$\phi_B = (\phi_m - \chi_s) \quad \text{Eq. I.36}$$

La hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$  augmente avec le travail d'extraction du métal  $\phi_m$ .

La figure I.31 présente l'évolution de la valeur de l'affinité électronique  $\chi$  à la surface d'une couche  $\text{Al}_m\text{Ga}_{1-m}\text{N}$  [0001], et la figure I.32 présente la variation de la hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$  en fonction de la fraction molaire d'aluminium de la couche AlGaN pour différents matériaux utilisés pour la réalisation des contacts Schottky [GRA01][MON02].

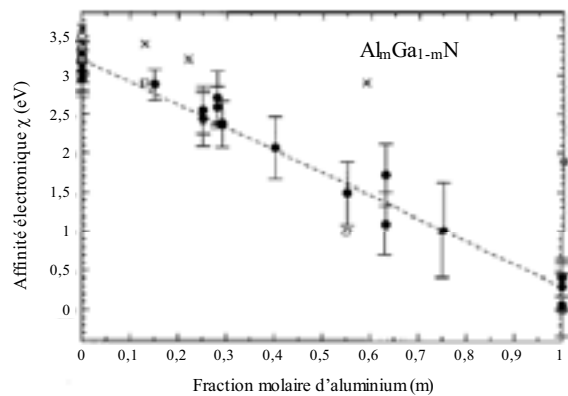


Figure I.31 : Affinité électronique  $\chi$  à la surface d'une couche  $Al_mGa_{1-m}N$  [0001]. Cercles noirs : résultats expérimentaux de l'équipe de S. P. Grabowski [GRA01]

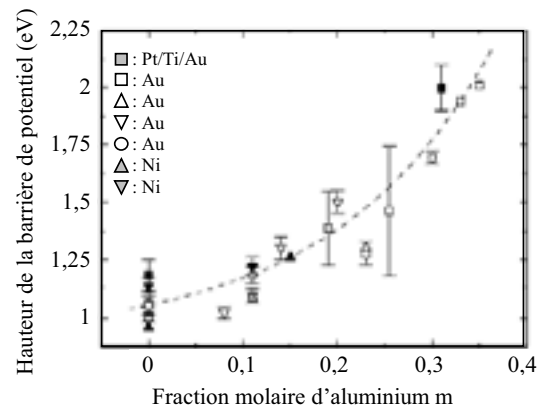


Figure I.32 : Variation de la hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $m$  de la couche  $AlGaN$  pour différents métaux de grille [MON02]

D'après les figures I.31 et I.32, l'augmentation de la fraction molaire d'aluminium  $m$  entraîne une réduction de l'affinité électronique  $\chi$ , et par conséquent une augmentation de la hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$ . Pour l'équipe de Monroy, l'affinité électronique du GaN est de l'ordre de 4,1 eV [MON02]. Une des conséquences de l'augmentation de la hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky est la réduction de la densité de courant  $J$  dans le contact Schottky, et donc l'amélioration des caractéristiques électriques du contact Schottky.

Les grilles dont la longueur  $L_G$  est supérieure au micron sont réalisées par photolithographie, tandis que les grilles dont la longueur est inférieure au micron sont réalisées par lithographie par faisceau d'électrons. Les contacts de type Pt/Ti/Au ont donné les meilleurs résultats en terme de qualité électrique (facteur d'idéalité, hauteur de la barrière de potentiel et faible courant de fuite) pour les grilles de longueur supérieure au micron, tandis que Ni/Au a donné les meilleurs résultats pour les grilles de longueur inférieure au micron [MUN01].

Dans le cas des contacts Schottky en Pt/Au, des études ont montré que pour des températures de recuit supérieures à 460°C, le platine diffuse dans l'or. L'insertion d'une fine couche de Ti entre la platine et l'or permet de stabiliser le contact, rendant le composant capable de fonctionner à de plus hautes températures [MON02].

La qualité de ces contacts s'évalue donc par le courant de fuite de la diode en inverse, le facteur d'idéalité de la diode, la hauteur de la barrière de potentiel, l'adhérence et la stabilité thermique du contact. Dans le cas idéal, le facteur d'idéalité  $n$  doit être proche de 1. Actuellement, pour les meilleures diodes, il est de l'ordre de 1,05. La limitation du courant de fuite est obtenue en nettoyant et désoxydant soigneusement la surface (HCl) avant le dépôt des contacts. D'autres traitements de surface avant le dépôt du contact utilisant par exemple du  $NH_4$  peuvent être utilisés [LEE01].



### I.4.8.2 Topologie de grille

Comme pour la technologie GaAs, des transistors avec ‘recess’ de grille ont été développés. Le recess peut être réalisé par RIE (Reactive Ion Etching) avec du  $\text{Cl}_2$ , comme dans les travaux de Buttari [BUT02]. Le rôle du sillon sous la grille est multiple selon l’application envisagée pour le HEMT. D’une part, il permet d’ajuster la tension de seuil du transistor, et d’autre part, il permet d’améliorer les performances électriques du transistor, en améliorant la transconductance du dispositif et en diminuant l’effet MESFET parasite [KUM01].

Dans le but d’améliorer les performances dynamiques des composants, une longueur de grille inférieure au micron est nécessaire. Il en découle une augmentation conséquente du champ électrique côté drain, ce qui entraîne une limitation de la tension de claquage du composant. Dans le but de réduire le champ électrique, une technique spécifique faisant appel à deux grilles superposées, appelée « grille à plateau de champ », a été développée, comme l’illustrent les figures I.33 et I.34 [XU02].

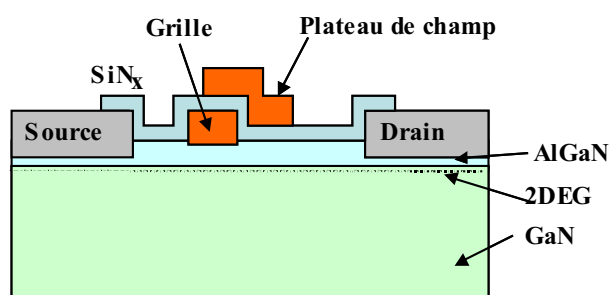


Figure I.33 : Première variante de grille avec plateau de champ

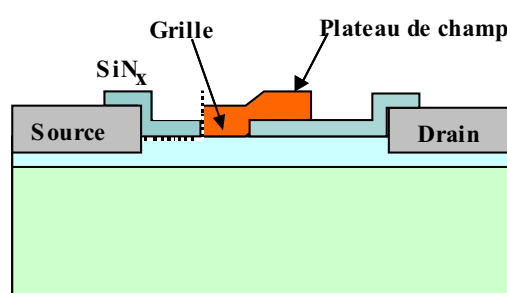


Figure I.34 : Deuxième variante de grille avec plateau de champ

La première variante consiste à passiver un HEMT à grille conventionnelle avec une couche de  $\text{SiN}_x$ , puis à ajouter par lithographie une couche métallique sur la grille, couvrant également la zone d’accès côté drain. Cette métallisation est connectée à la grille dans une zone située à l’extérieur de la zone active. Le potentiel de la métallisation spécifique est donc identique au potentiel de l’électrode de la grille, ce qui entraîne une réduction du champ électrique dans la région grille-drain, ce dernier étant réparti sur une plus grande surface. La réduction du pic du champ électrique entraîne une augmentation de la tension de claquage de la diode grille-drain. L’inconvénient de l’emploi d’une grille à plateau de champ est la formation d’une capacité grille-drain supplémentaire associée à l’extension de la région grille-drain désertée, ce qui réduit le rendement (PAE (Puissance Ajoutée Efficace)) et la fréquence de coupure. La capacité induite par la plaque métallique ne doit pas excéder 10 à 15% de la valeur de la capacité de la grille initiale [WU04][WON04].

La deuxième variante (figure I.34) offre l’avantage de réduire la résistance de la grille  $R_G$ , mais est pénalisée par l’augmentation de la capacité grille-drain  $C_{GD}$ .

C'est un composant utilisant la première variante, optimisé pour fonctionner sous forte tension de polarisation (jusqu'à 120 V), qui détient le record de densité de puissance avec 32,2 W/mm et 54,8 % de rendement à 4 GHz. La longueur de grille de ces composants est de 0,55  $\mu\text{m}$ , la longueur du plateau de champ de 1,1  $\mu\text{m}$ , et l'épaisseur de SiN pour le diélectrique du plateau de champ de 2000 Å. Des composants réalisés avec une longueur de plateau de champ plus faible de 0,9  $\mu\text{m}$  délivrent 30,6 W/mm, avec 49,6 % de rendement à une fréquence de 8 GHz [WU04].

D'autres solutions technologiques ont encore été essayées par l'équipe de U. K. Mishra. Les composants réalisés présentent un recess de grille et une couche de GaN, dopée p au magnésium, de 50 nm d'épaisseur, déposée sur AlGaN. Cette structure de grille permet de diminuer la hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky.

La figure I.35 illustre cette structure.

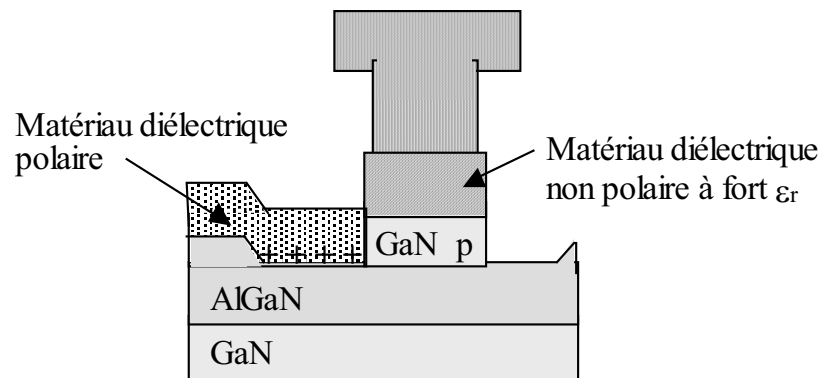


Figure I.35 : Structure de grille GaN/AlGaN/GaN, [MIS02]

L'insertion d'un matériau diélectrique BaSrTiO<sub>3</sub> (dont l'épaisseur n'est pas précisée) à constante diélectrique  $\epsilon_r$  élevée permet de contribuer à la diminution du courant de fuite de la grille [MIS02]. Cette structure s'apparente à une structure MIS (Métal/Isolant/Semi-conducteur).

Enfin, il faut préciser que dans les paragraphes consacrés à l'étude des différentes hétéro-structures, la contrainte engendrée par le dépôt de la grille sur la couche AlGaN n'était pas prise en compte. Pourtant, cette contrainte entraîne une modification de la polarisation piézoélectrique de la couche barrière AlGaN, qui peut modifier la densité de porteurs dans le canal sous la grille [FRE03].

#### I.4.9 La passivation

La passivation des HEMTs GaN, étape délicate, peut être réalisée par un film de Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, SiO<sub>2</sub>, MgO, Sc<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, BaTiO<sub>3</sub> ou LiNbO<sub>3</sub>. Elle peut contribuer à la réduction de la dispersion fréquentielle des caractéristiques électriques. Le courant du canal de HEMTs non passivés est

très sensible aux fluctuations de la charge située en surface puisque la neutralisation de cette dernière a pour conséquence une diminution de la densité d'électrons dans le canal (cet effet peut cependant être mis à profit pour la réalisation de détecteurs).

La figure I.36 décrit la bande d'énergie de conduction et la distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaIn/GaN en tenant compte de la passivation [WON04].

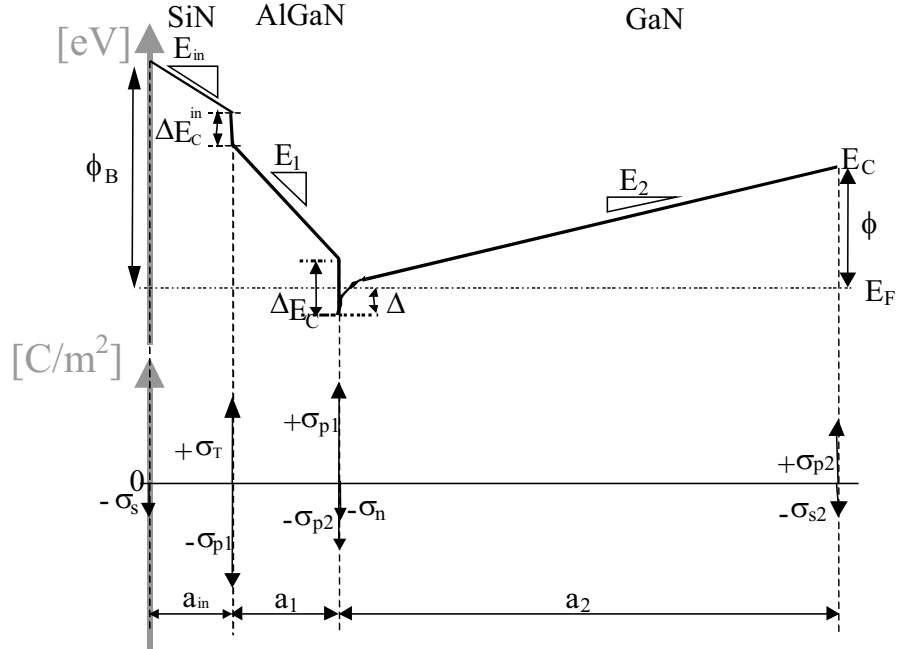


Figure I.36 : Bande d'énergie de conduction et distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaIn/GaN en tenant compte de la passivation

Les grandeurs utilisées sont :  $\sigma_T$  la charge positive située à l'interface couche de passivation/AlGaIn ,  $a_{in}$  l'épaisseur de la couche de passivation (typiquement 0,1  $\mu\text{m}$ ),  $E_{in}$  le champ dans la couche de passivation, et  $\Delta E_C^{in}$  la discontinuité de la bande d'énergie de conduction à l'interface couche de passivation/AlGaIn.

La densité de charges du canal est moins sensible aux variations de charges en surface car le front de déplétion est maintenant couplé à travers une plus petite capacité due à la configuration  $C_{SiN}$  en série avec  $C_{AlGaIn}$ . L'expression de  $\sigma_n$  devient :

$$\sigma_n = \frac{\sigma_{p1} - \sigma_{p2} - C_B \left( \frac{\phi_B - \Delta E_C - \Delta E_C^{in}}{q} \right) - \frac{C_2 \phi}{q} - \frac{C_B}{C_0} (\sigma_{p1} - \sigma_T)}{1 + C_B \frac{\pi \hbar^2}{2 q m}} \quad \text{Eq. I.37}$$

Où :

$$C_0 = C_{SiN} = \frac{\epsilon_{in}}{a_{in}} \quad C_1 = C_{AlGaIn} = \frac{\epsilon_1}{a_1} \quad C_2 = C_{GaN} = \frac{\epsilon_2}{a_2} \quad \frac{1}{C_B} = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1}$$

Pour expliquer la dispersion fréquemment observée entre les mesures DC et AC sur les HEMTs GaN non passivés, une des hypothèses consiste à considérer que lorsque le HEMT

est polarisé au pincement, les électrons venant de la grille sont injectés dans des pièges de type donneurs situés en surface. En fonctionnement dynamique, les électrons ne peuvent se libérer en raison de la valeur élevée de la constante de temps des pièges donneurs, ce qui entraîne une réduction du courant dans le canal. La passivation peut donc minimiser cet effet, que l'on rencontre sous le nom de grille virtuelle. La figure I.37 illustre cette hypothèse.

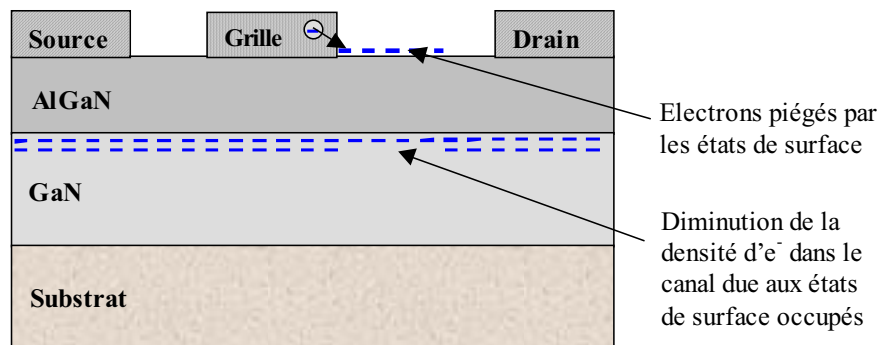


Figure I.37 : Illustration de l'hypothèse expliquant le rôle de la passivation dans les dispersions observées entre les caractéristiques électriques dynamiques et statiques

La passivation permet de réduire les courants de fuite du contact Schottky, et d'améliorer la résistance des composants face aux radiations ionisantes [MON02].

Des travaux ont montré que la passivation avec du MgO permet une augmentation du courant drain-source, et est plus efficace que celle réalisée avec du  $\text{Sc}_2\text{O}_3$  [VIT03] [BOU01], [GIL02-1], [GIL02-2], [LUO02].

Le dépôt d'un matériau polaire diélectrique tel que le  $\text{BaTiO}_3$  ou le  $\text{LiNbO}_3$  (figure I.35) à la surface dans les zones d'accès permet d'obtenir des densités de porteurs dans le canal (zones d'accès) supérieures à  $10^{14} \text{cm}^{-2}$  [MIS02].

Enfin, il faut mentionner une nouvelle technique qui consiste à réaliser un traitement de surface avec un matériau à forte permittivité diélectrique  $\epsilon_r$ , de manière à diminuer le champ électrique dans la couche de passivation. Cette technique consiste à ajouter sur une première couche de passivation en  $\text{Si}_3\text{N}_4$  ( $\epsilon_r = 6$ ), une couche de  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  ( $\epsilon_r = 20$ ) [DEL04].

#### I.4.9.1 Dissipation thermique, encapsulation.

Avec des densités de puissance de plus de 30 W/mm, les HEMTs AlGaN/GaN sont trente fois plus performants que les HEMTs AlGaAs/GaAs. Du fait des records de densité de puissance obtenus, les boîtiers classiques hyper fréquence ne sont plus adaptés, et de gros efforts technologiques sont nécessaires dans ce domaine [WU04].

Une augmentation de la température de fonctionnement du transistor entraîne une chute de la mobilité des porteurs, ce qui se traduit par une diminution du gain et du courant  $I_{\text{DSS}}$ , et finalement de la puissance de sortie du composant. L'équipe de l'UCSB utilise la technique du 'flip-chip' pour pallier aux problèmes de dissipation thermique rencontrés sur des HEMTs sur substrat saphir. La technique consiste à utiliser un substrat AlN, plus performant en terme

de dissipation thermique que le saphir (180 contre 30 W/mK), sur lequel on vient déposer des boules en Au. Le HEMT est retourné et connecté sur le nouveau substrat en AlN. Grâce à cette technique, la température de fonctionnement d'un MODFET sur substrat saphir de dimension 50 x 0,25  $\mu\text{m}$  passe de 200 à 60°C, la densité de courant passe de 1,1 à 1,6 A/mm, et la transconductance passe de 200 à 280 mS/mm [XU04].

## I.5 Applications et performances des HEMTs à base de GaN

Les principales applications du GaN sont l'électronique de puissance aux hautes fréquences, et l'optoélectronique. On peut également utiliser le GaN dans la fabrication de capteurs spécifiques robustes, en utilisant par exemple les propriétés piézoélectriques de ce matériau. Les prévisions du marché de l'ensemble des composants basés sur GaN sont de 4,5 milliard de dollars en 2007 [WOR03].

Le GaN est également un candidat idéal pour les applications soumises aux radiations ionisantes. Un des principaux avantages du GaN est son fonctionnement sous forte tension d'alimentation. Grâce à de fortes valeurs de la tension de claquage, il permet de simplifier les circuits de protection des dispositifs électroniques dans lesquels il est utilisé. Parmi les performances obtenues avec des HEMTs basés sur GaN, on peut citer des densités de puissance de 30,6 W/mm à 8 GHz sur substrat 4H-SiC (HEMT avec grille à plateau de champ) [WU04], de 12 W/mm à 2,1 GHz sur substrat silicium [JOH04], de 4,5 W/mm à 20 GHz sur substrat saphir [KUM03], et plus récemment de 12 W/mm à 4 GHz sur substrat saphir (HEMT avec grille à plateau de champ) [CHI04]. Dans le cas du saphir, les technologues utilisent des substrats très fins (300  $\mu\text{m}$ ) pour palier le problème de dissipation thermique [AND01]. L'IEMN a présenté les résultats obtenus pour des HEMTs réalisés sur substrat silicium avec une géométrie de grille de 2 x 50 x 0,17  $\mu\text{m}$ . Ce HEMT présente une fréquence de coupure  $f_c$  de 46 GHz, et une fréquence maximale  $f_{\text{max}}$  de 92 GHz à  $V_{\text{DS}} = 10\text{V}$ , un facteur de bruit de 1,1 dB et un gain associé de 12 dB [MIN04]. Des HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat SiC avec une fréquence de coupure supérieure à 120GHz ont été présentés par l'équipe de V. Kumar en 2002 [KUM02]. Enfin, les travaux de N. Q. Zhang ont montré que le HEMT basé sur GaN sur substrat SiC semi isolant pouvait être utilisé en tant que commutateur de puissance, capable de supporter une tension de 1 kV, tout en présentant une résistance-on spécifique de 3,4  $\text{m}\Omega\cdot\text{cm}^2$  [ZHAN01].

La figure I.38 présente une comparaison des performances d'amplificateurs large-bande réalisés à partir de HEMTs GaAs, de HBTs GaAs, et de HEMTs GaN [DEL04].

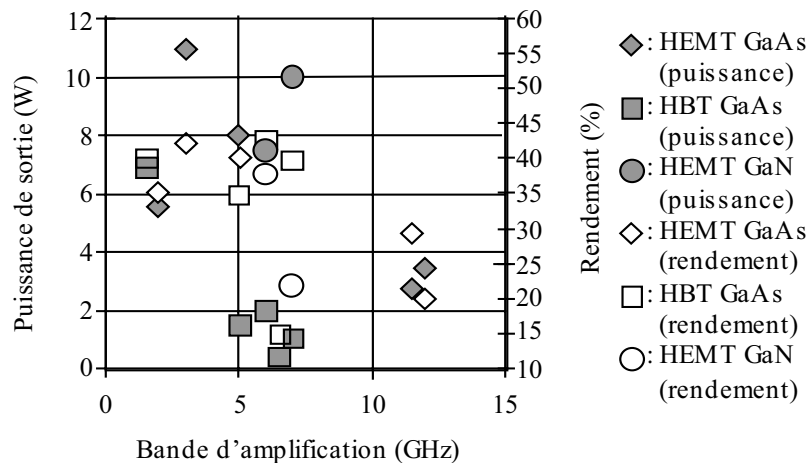


Figure I.38 : Comparaison des performances d'amplificateurs large-bande réalisés à partir de HEMTs GaAs, de HBTs GaAs, et de HEMTs Ga [DEL04]

Le rendement des HEMTs GaN est comparable à ceux des HEMTs GaAs.

La figure I.39 présente les meilleurs résultats en terme de facteur de bruit de HEMTs basés sur GaN réalisés sur différents substrats [DEL04].

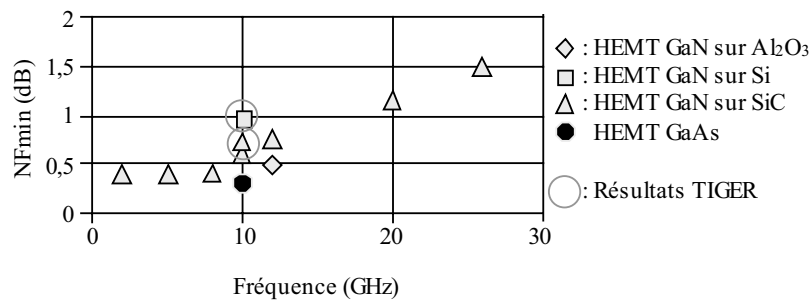


Figure I.39 : Meilleurs résultats en terme de facteur de bruit de HEMTs basés sur GaN [DEL04]

Comme on peut le voir, le facteur de bruit à 10 GHz des HEMTs GaN sur substrat SiC est très proche du meilleur résultat obtenu avec la filière GaAs. Les HEMTs GaN sur substrat silicium présentent les moins bonnes performances. Les équipes françaises obtiennent de très bons résultats sur substrat SiC.

Le tableau I.8 présente le facteur de bruit, le gain associé, la tension de claquage et la figure de mérite *R-LNA* d'un pHEMT GaAs, d'un HEMT InP, et d'un HEMT GaN [DEL04].

Paramètres	pHEMT GaAs	HEMT InP	HEMT GaN
Nfmin @ 10 GHz (dB)	~ 0,4	< 0,3	~ 0,5
Gain associé (dB)	14	18	15
Tension de claquage (V)	~ 8	~ 3,5	100
<b>R-LNA</b>	<b>183</b>	<b>206</b>	<b>2818</b>

*Figure de Mérite R-LNA = [Gain x BV] / NFmin*

Tableau I.8 : Facteur de bruit, gain associé, tension de claquage et figure de mérite *R-LNA* d'un pHEMT GaAs, d'un HEMT InP, et d'un HEMT GaN [DEL04]

Ce tableau montre la supériorité des HEMTs GaN par rapport aux HEMTs sur GaAs ou InP.

La figure I.40 présente l'évolution de la densité de puissance et de la puissance totale des HEMTs basés sur GaN en fonction des années pour les principaux acteurs américains, ainsi que pour le groupe français TIGER, qui regroupe l'IEMN et Thales [DEL04].

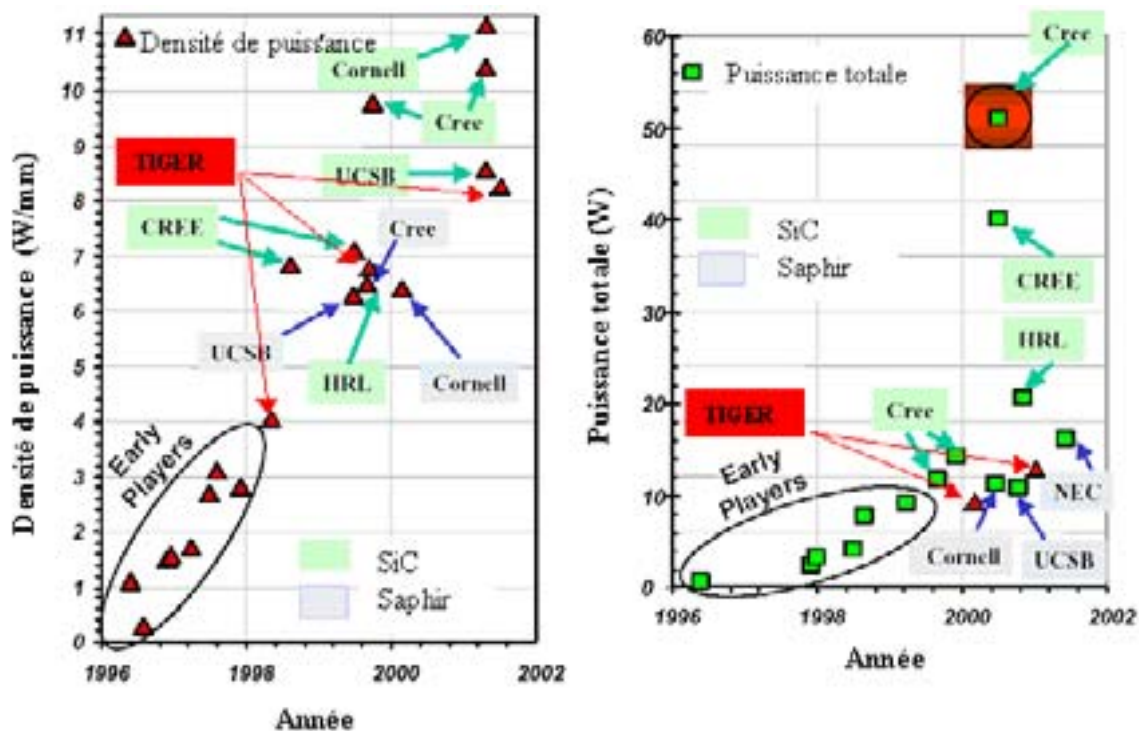


Figure I.40 : Evolution de la densité de puissance et de la puissance totale fournie des HEMTs basés sur GaN en fonction des années pour les principaux acteurs américains, ainsi que pour le groupe français TIGER [DEL04]

En terme de densité de puissance, les résultats français sont légèrement inférieurs à ceux obtenus par les équipes américaines. Pour ce qui est de la puissance totale, les meilleures performances sont obtenues par le CREE. Des amplificateurs radio fréquence de puissance réalisés avec des composants à base de GaN, fonctionnant dans la bande X et la bande Ka, ont déjà atteint des niveaux de puissance de sortie et de tension opérationnelle bien supérieurs à ceux démontrés par la filière GaAs. De plus, ces amplificateurs à base de GaN peuvent fonctionner aux hautes températures. La densité de puissance élevée permet de réduire les géométries des composants. Il faut dix fois plus de HEMTs en GaAs que de HEMTs en GaN pour réaliser un même amplificateur, avec une répercussion directe sur la fiabilité et le coût. L'aptitude à fonctionner sous tension élevée permet d'éliminer ou au moins de réduire le besoin de conversion des tensions. Les systèmes commerciaux, comme les stations de base sans fil fonctionnent sous 28 Volts, tensions de polarisation que peuvent facilement supporter les composants en GaN.

Le schéma des amplificateurs basés sur GaN est très différent de ceux réalisés avec des HEMTs basés sur GaAs car les rapports de transformation d'impédance en entrée et en sortie sont réduits pour une même puissance de sortie. Avec une longueur de grille de 0,6  $\mu\text{m}$ , un

courant maximal de drain de 1 A/mm et une tension de claquage de 80 V, un HEMT basé sur GaN a typiquement une capacité d'entrée de 2,7 pF/mm, similaire à celle des HEMTs basés sur GaAs, mais la charge de sortie optimale est de 75 Ω.mm pour le HEMT GaN, ce qui est deux fois plus que pour le HEMT GaAs. Les HEMTs basés sur GaN présentent une densité de puissance dix fois supérieure aux HEMTs sur GaAs, ainsi, le rapport de transformation d'entrée est dix fois plus petit et le rapport de transformation de sortie est vingt fois plus petit que pour les HEMTs basés sur GaAs [MIS02].

La figure I.41 présente les différentes applications envisagées des composants de puissance à base de GaN en fonction de la bande de fréquence et de la puissance nécessaire.

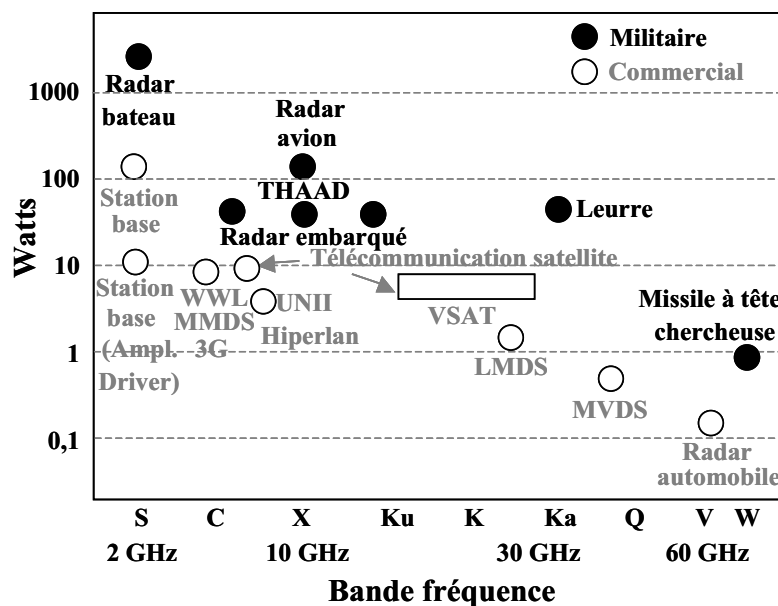


Figure I.41 : Applications de puissance et bande de fréquence associée [MIS02]

Les HEMTs GaN couvrent une grande partie des bandes de fréquence. Le tableau I.9 décrit les différentes appellations utilisées à la figure I.41.

Nom	Signification	Description
VSAT	Very Small Aperture Terminal-Satellite	Transmission de données, de vidéos ou de voix par satellite
THAAD	Theater High-Altitude Area Defense	Système de défense anti missile Américain
LMDS	Local Multipoint Distribution System	Transmission sans fil multipoints utilisé pour fournir (son numérique sur deux voix, Internet, services vidéo)
MVDS	Microwave Video Distribution System	Utilisé pour remplacer la télévision par câble
3G	Troisième génération	Téléphonie mobile
MMDS, WWL	Multipoint Microwave Distribution System, Wireless Local Loop	Internet, wifi
UNII		5725-5825 MHz, Internet, wifi (LAN)
Hiperlan		5150-5350 MHz et 5470-5725 MHz, Internet, wifi

Tableau I.9 : Nom, signification, et description des différentes appellations de la figure I.41

Le GaN est donc envisagé dans la réalisation des futures antennes actives, des radars et des brouilleurs, ainsi que dans les télécommunications embarquées. Les fonctions réalisées



sont les amplificateurs de forte puissance ou HPA (High Power Amplifier), les amplificateurs faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) robustes, et la commutation de puissance.

Le GaN est également très prometteur pour les applications optoélectroniques. En effet, les technologues ont déjà réalisé des diodes électroluminescentes (LEDs) bleues ou vertes pour l'affichage couleur ou la signalisation, des diodes blanches pour l'éclairage, des diodes laser (LDs) bleues ou violettes pour l'impression ou le stockage optique (DVD), des détecteurs UV (solar blind) pour la détection des incendies [PEA00]. Les applications envisagées sont l'identification, le guidage des missiles, ou encore le dosage personnel des UV. De 1999 à 2003, le marché du GaN (diode électroluminescente bleue, verte, et blanche de haute brillance) a augmenté de 221%, atteignant 1,35 milliard de \$ [WOR03].

Les LEDs blanches peuvent être réalisées de deux manières. La première solution consiste à assembler trois LEDs : une rouge (GaAlAs), une verte et une bleue (InGaN SQW). Ces LEDs nécessitent un circuit spécial afin d'ajuster l'intensité de chaque couleur et sont assez volumineuses. La seconde méthode consiste à utiliser une LED bleue à base de GaN de haute brillance pour exciter des matériaux organiques ou inorganiques, en vue d'obtenir l'émission de photons d'énergie inférieure. La combinaison des rayonnements donne alors de la lumière blanche [GRA02]. Ces LEDs sont nommées LUCOLEDs avec LUCO pour "luminescence conversion".

## I.6 Conclusion

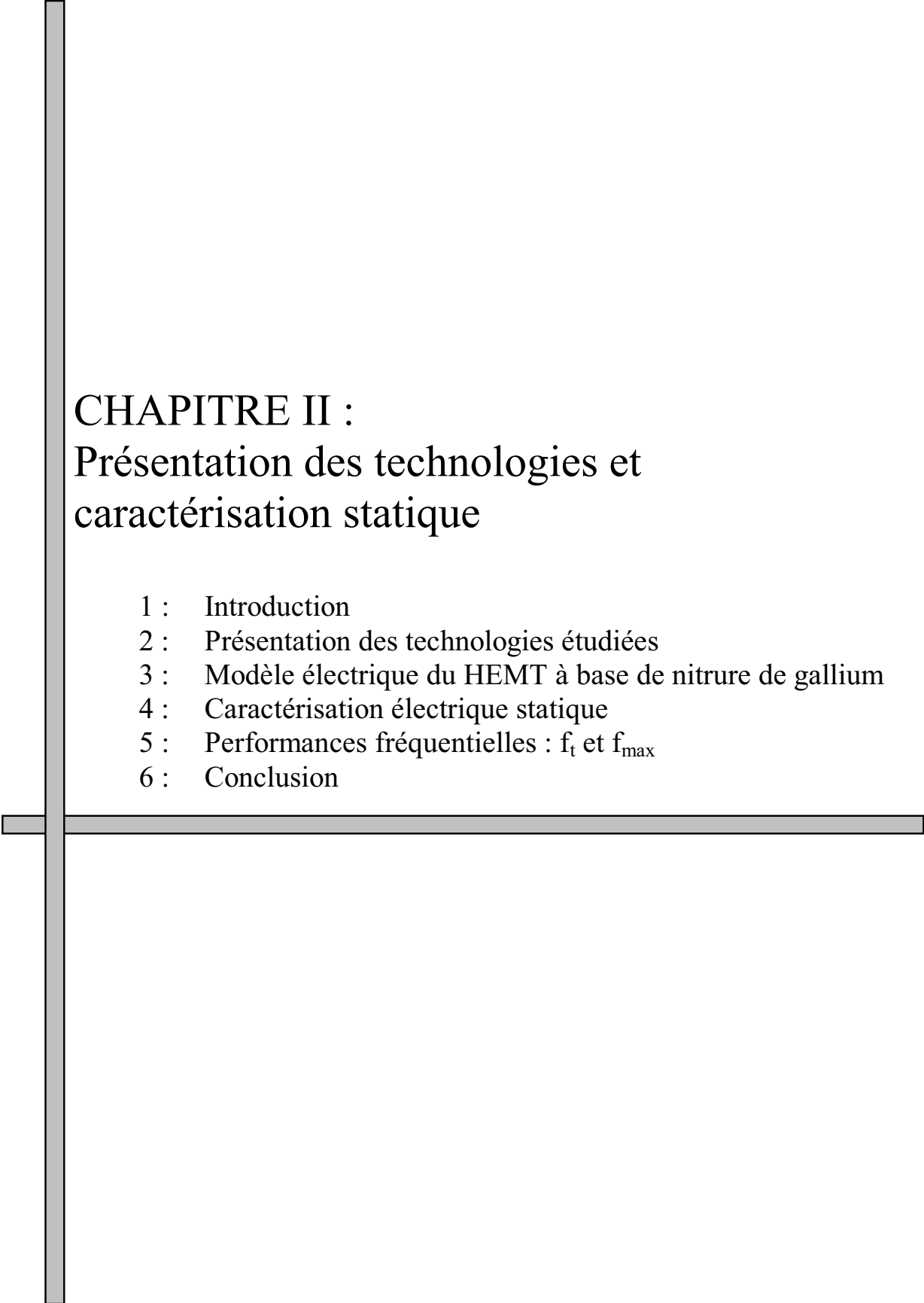
Ce premier chapitre avait pour objectif de présenter aux lecteurs la filière GaN, en décrivant, les propriétés générales du matériau, les deux types d'hétéro-structure les plus utilisés, le fonctionnement du HEMT sur GaN, les différents procédés de fabrication, en terminant par les applications et les performances de cette nouvelle filière. Ces connaissances sont nécessaires pour situer les technologies étudiées pendant ces travaux par rapport à l'état de l'art de la filière GaN. Les HEMTs en Nitrure de Gallium sont donc très prometteurs pour les applications haute puissance aux hautes fréquences, et en milieu durci. Les progrès de cette filière sont très rapides, grâce notamment à l'expérience acquise sur GaAs. L'intérêt croissant suscité par cette nouvelle filière se traduit par une augmentation sans cesse croissante des publications dédiées au GaN. Comme nous l'avons vu, plusieurs types de substrat peuvent être utilisés en raison de la difficulté à obtenir du GaN massif. Le début du deuxième chapitre est consacré à la présentation des composants étudiés au cours de ces travaux. Nous disposons de trois types de substrat (Si, SiC, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>), de deux modes de croissance (MOVPE, MBE), et de deux types d'hétéro structure (AlGaIn/GaN, AlGaIn/AlN/GaN). Les cinq technologies étudiées pendant ces travaux vont nous permettre de réaliser une comparaison des performances en fonction des différents choix technologiques.

## I.7 Références du chapitre I

- [AND01] : **15 W AlGaIn/GaN Heterojunction FET on Sapphire Substrate.** Y. Ando, Y. Okamoto, H. Hayama, T. Nakayama, Y. Ohno, and M. Kuzuhara. *Phys. Stat. Sol. (a)* Vol. 188, No. 1, pp. 191-194, 2001.
- [BAL99] : **Effect of channel doping on the low-frequency noise in GaN/AlGaIn heterostructure field-effect transistors.** A. Balandin, S. Morozov, G. Wijeratne, S. J. Cai, R. Li, J. Li, K. L. Wang. *Applied Physics Letters*, Vol. 75, No. 14, pp. 2064-2066, Octobre 1999.
- [BER97] : **Spontaneous polarization and piezoelectric constants of III-V nitrides.** F. Bernardini and V. Fiorentini, D. Vanderbilt. *Physical Review B*, Vol. 56, pp. 10024-10027, Octobre 1997.
- [BOU01] : **Electrical effects of SiN<sub>x</sub> deposition on GaN MESFETs.** B. Boudart, C. Gaquière, Y. Guhel, J.C. de Jaeger and M.A. Poisson. *Electronics Letters*, Vol. 37, No.8, pp 527-528, Avril 2001.
- [BOUG01] : **Properties of Advanced Semiconductor Materials GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe.** V Bougrov, M.E. Levinshtein, S.L. Rumyantsev, M. S. Shur, John Wiley & Sons, Inc., 1-30, New York, 2001.
- [BUT02] : **Systematic Characterization of Cl<sub>2</sub> Reactive Ion Etching for Gate Recessing in AlGaIn/GaN HEMTs.** D. Buttari, A. Chini, G. Meneghesso, E. Zanoni, P. Chavarkar, R. Coffie, N.Q. Zhang, S. Heikman, L. Shen, H. Xing, C. Zheng, and U.K. Mishra. *IEEE EDL*, Vol.23, No.3, pp. 118-120, Mars 2002.
- [CHI04] : **12 W/mm power density AlGaIn/GaN HEMTs on sapphire substrate.** A. Chini, D. Buttari, R. Coffie, S. Heikman, S. Keller, and U.K. Mishra. *IEEE Electronics Letters*, Vol.40, No.01, pp. 73-74, 2004.
- [COM01] : **TDI makes large bulk GaN wafers.** *Compound Semi-Conductor*. Vol. 7, No. 10, pp. 11-13, 2001.
- [CUR01] : **DC characterisation of HFET on GaN substrate and evolution of electric parameters after cobalt 60 and protons irradiation.** A. Curutchet, rapport de stage de DESS, rapport ESA/ESTEC, 2001.
- [DEL04] : **Composants électroniques à base de GaN.** S. Delage. GDR Grand Gap, Mai 2004.
- [DEN03] : **Elaboration, cristalllogénèse et caractérisations physico-chimiques des Nitrures des éléments de la colonne IIIa et en particulier de GaN.** THÈSE présentée à L'Université Bordeaux I par A. Denis, Octobre 2003.
- [EIN03] : **Surface morphology and strain of GaN layers grown using 6H-SiC (0001) substrates with different buffer layers.** S. Einfeldt, Z.J. Reitmeier, R.F. Davis. *Journal of Crystal Growth*, Vol. 253, pp.129-141, 2003.
- [FRA00] : **High electron mobility in AlGaIn/GaN heterostructures grown on bulk GaN substrates.** E. Frayssinet, W. Knap, P. Lorenzini, N. Grandjean, J. Massies, C. Skierbiszewski, T. Suski, I. Grzegory, S. Porowski, G. Simin, X. Hu, M.A. Khan, M.S. Shur, R. Gaska, D. Maude. *Applied Physics Letters*, Vol. 77, No. 16, pp. 2551-2553, Octobre 2000.
- [GEH99] : **Pendeo-Epitaxy of Gallium Nitride and Aluminum Nitride Films and Heterostructures on Silicon Carbide Substrate.** T. Gehrke, K. J. Linthicum, D. B. Thomson, P. Rajagopal, A. D. Batchelor \*, R. F. Davis *MRS Internet J. Semicond. Res.* 4S1, G3.2, 1999.
- [GIL98] : **Group III Nitride Semiconductor Compounds, Physics and Applications.** Oxford Science Publications. 1998.
- [GIL02] : **Effect of Sc<sub>2</sub>O<sub>3</sub> and MgO Passivation Layers on the Output Power of AlGaIn/GaN HEMTs.** J.K. Gillespie, R.C. Fitch, J. Sewell, R. Dettmer, G.D. Via, A. Crespo, T.J. Jenkins, B. Luo, R. Mehandru, J. Kim, F. Ren, B.P. Gila, A.H. Onstine, C.R. Abernathy, and S.J. Pearton. *IEEE EDL*, Vol.23, No.9, pp. 505-507, Septembre 2002.
- [GRA01] : **Electron affinity of Al<sub>x</sub>G<sub>1-x</sub>N (0001) surfaces.** S. P. Grabowski, M. Schneider, H. Nienhaus, R. Dimitrov, O. Ambacher, and M. Stutzmann. *Applied Physics Letters*. Vol. 78, No. 17, pp 2503-2505, Avril 2001.
- [GRA02] : **Les nitrures d'éléments III : des semiconducteurs III-V singuliers ?** N. Grandjean, J. Massies. *Images de la physique*, pp 28-35, édition 2001-2002.
- [HAN04] : **Growth and Fabrication of 2 inch Free-standing GaN Substrates via the Boule Growth Method.** D. Hanser, L. Liu, E. A. Preble, D. Thomas, M. W. Kyma. *Technologies, Mat. Res. Soc. Symp. Proc.* Vol. 798, Materials Research Society, 2004.
- [HAR98] : **P/He ion implant isolation technology for AlGaIn/GaN HFETs.** G. Harrington, Y. Hsin, Q.Z. Liu, P.M. Asbeck, S.S. Lau, M.A. Khan, J.W. Yang, Q. Chen, *Electronics Letters*. Vol. 34, No. 2, pp. 193-194, 1998.
- [HIR00] : **Crystalline and Optical Properties of ELO GaN by HVPE Using Tungsten Mask.** K. Hiramatsu, A. Motogaito, H. Miyake, Y. Honda, Y. Iyechika, T. Maeda, F. Bertram, J. Christen, and A. Hoffman. *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E83-C, No.4, pp. 488-490, Avril 2000.
- [HU03] : **AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors on single-crystal bulk AlN.** X. Hu, J. Deng, N. Pala, R. Gaska, M.S. Shur, C.Q. Chen, J. Yang, M.A. Khan, J.C. Rojo, and L.J. Schowalter. *Applied Physics Letters*, Vol.82, No.8, pp. 1299-1301, Février 2003.
- [IBB00] : **Polarization effects, surfaces states, and the source of electrons in AlGaIn/GaN heterostructure field effect transistors.** J. P. Ibbetson, P. T. Fini, K. D. Ness, S. P. DenBaars, J. S. Speck, and U. K. Mishra. *Applied Physics Letters*, Vol. 77, No. 2, pp. 250-252, Juillet 2000.

- [JEN01] : **Electron Transport in III–V Nitride Two-Dimensional Electron Gases.** D. Jena, I. Smorchkova, A. C. Gossard, and U. K. Mishra. *Phys. Stat. Sol.(b)*, Vol. 228, No.2, pp. 617–619, 2001.
- [JOH04] : **12 W/mm AlGa<sub>n</sub>–GaN HFETs on Silicon Substrates.** J. W. Johnson, E. L. Piner, A. Vescan, R. Therrien, P. Rajagopal, J. C. Roberts, J. D. Brown, S. Singhal, and K. J. Linthicum. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 25, No. 7, pp : 459-461, Juillet 2004.
- [KAL98] : **GaN p-n Structures Fabricated by Mg Ion Implantation.** E.V. Kalinina, V.A. Solov'ev, A.S. Zubrilov V.A. Dmitriev A.P. Kovarsky. *Symposium "Gallium Nitride and Related Alloys" Fall Meeting of the Materials Research Society, Boston, 1998.*
- [KHA00] : **GaN-AlGa<sub>n</sub> heterostructure field-effect transistors over bulk GaN substrates.** M. A. Khan, J.W. Yang, W. Knap, E. Frayssinet, X. Hu, G. Simin, P. Prystawko, M. Leszczynski, I. Grzegory, S. Porowski, R. Gaska, M.S. Shur, B. Beaumont, G. Neu. *Applied Physics Letters*, Vol. 76, No. 25, pp. 3807-3809, Juin 2000.
- [KHA94] : **Microwave performance of a 0.25 μm gate AlGa<sub>n</sub>/GaN heterostructure field effect transistor.** A.Khan, J. N. Kuznia, and D. T. Olson. *Applied Physics Letters*, Vol. 65, No. 9, pp. 1121-1123. Août 1994.
- [KIA01] : **Ta-based interface ohmic contacts to AlGa<sub>n</sub>'GaN heterostructures.** D. Qiao,a) L. Jia, L. S. Yu, P. M. Asbeck, S. S. Lau, S.-H. Lim, Z. Liliental-Weber, T. E. Haynes and J. B. Barner. *Journal Of Applied Physics*, Vol. 89, No. 10, pp. 5543-5546, Mai 2001.
- [KUC01] : **Ion implantation into GaN.** S.O. Kucheyeva, J.S. Williamsa, S.J. Peartonb. *Materials Science and Engineering*, Vol. 33, pp. 51-107, 2001.
- [KUM01] : **Recessed 0.25μm gate AlGa<sub>n</sub>/GaN HEMTs on SiC with high gate-drain breakdown voltage using ICP-RIE.** V. Kumar, W. Lu, F.A. Khan, R. Schwindt, E. Piner and I. Adesida. *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 24, pp. 1483-1485, Novembre 2001.
- [KUM02] : **AlGa<sub>n</sub>/GaN HEMTs on SiC with ft of over 120GHz.** V. Kumar, W. Lu, R. Schwindt, A. Kuliev, G. Simin, J. Yang, M.A. Khan, I. Ilesanmi. *IEEE EDL*, Vol.23, No.8, pp. 455-457, Août 2002.
- [KUM03] : **High performance 0.25 μm gate-length AlGa<sub>n</sub>/GaN on sapphire with power density of over 4.5 W/mm at 20 GHz.** V. Kumar, A. Kuliev, R. Schwindt, M. Muir, G. Simin, J. Yang, M. Asif Khan, I. Adesida. *Solid-State Electronics*, Vol. 47, pp 1577-1580, 2003.
- [KUU02] : **Band-Gap Bowing Parameter of the Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N Derived from Theoretical Simulation.** Y.K. Kuo and W.W. Lin, *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41, pp. 73–74, 2002.
- [LAB99] : **Evaluation Technologique des Transistors sur Substrat GaAs.** HDR présentée à l'Université Bordeaux 1 par N. Labat, 1999.
- [LEE00] : **Long-term thermal stability of Ti/Al/Pt/Au Ohmic contacts to n-type GaN.** C. T. Lee, H. W. Kao. *Applied Physics Letters*, Vol. 76, No. 17, pp. 2364-2366, Avril 2000.
- [LEE01] : **Schottky barrier height and surface density of Ni/Au contacts to (NH<sub>4</sub>)<sub>2</sub>Sx-treated n-type GaN.** Ching-Ting Lee, Yow-Jon Lin, and Day-Shan Liu. *Applied Physics Letters*, Vol. 79, No. 16, pp. 2573-2575, Octobre 2001.
- [LIU01] : **High volume AlInGa<sub>n</sub> LED manufacturing at AXT.** H. Liu, W. So, K. Ma, B.Yuan, C. Chern. *Compound Semi-Conductor*. Vol 7. No. 10, pp 59-61, Novembre 2001.
- [LIU02] : **Substrates for Gallium Nitride epitaxy.** L. Liu, J.H. Edgar. *Materials Science and Engineering*, R37, pp 112, 2002.
- [LU04] : **Influence of the growth temperature of the high-temperature AlN buffer on the properties of GaN grown on Si(1 1 1) substrate.** Y. Lu, X. Liu, X. Wang, D.C. Lu, D. Li, X. Han, G. Cong, Z. Wang. *Journal of Crystal Growth*, Vol. 263, pp 4-11, 2004.
- [LUO02] : **Surface passivation of AlGa<sub>n</sub>/GaN HEMTs using MBE-grown MgO or Sc<sub>2</sub>O<sub>3</sub>.** B. Luo, J.W. Johnson, B.P. Gila, A. Onstine, C.R. Abernathy, F. Ren, S.J. Pearton, A.G. Baca, A.M. Dabiran, A.M. Wowchack, P.P. Chow. *Solid-State Electronics*, Vol. 46, pp 467-476, 2002.
- [MAL03] : **Gate recessed Ga<sub>n</sub>/AlGa<sub>n</sub> FETs.** A. M. Malik, thèse, Université de Stuttgart, Allemagne, 2003.
- [MAN00] : **High-mobility AlGa<sub>n</sub>/GaN heterostructures grown by molecular-beam epitaxy on GaN templates prepared by hybride vapor phase epitaxy.** M.J. Manfra, L.N. Pfeiffer, K.W. West, H.L. Stormer, K.W. Baldwin, J.W.P. Hsu, R.J. Molnar. *Applied Physics Letters*, Vol. 77, No. 18, pp. 2888-2890, Octobre 2000.
- [MIN04] : **Amélioration des performances des HEMTs AlGa<sub>n</sub>/GaN sur substrat Si.** A. Minko and al *Proceeding des GDRs SC2G*, pp. 79, 2004.
- [MIS02] : **Overview of the CANE/MURI Center.** *Center for Advanced Nitride Electronics (CANE) Review.* University of California, Santa Barbara. U. K. Mishra, Avril 2002. (<http://my.ece.ucsb.edu/cane/reviews.htm>)
- [MOE01] : **"ATHENA"-ESA Contract Status.** I. Moerman, Z. Bougrioua, ESTEC-ESA - Wide Band Gap Technology Meeting, Octobre 2001.
- [MON02] : **Thermal stability of Pt- and Ni-based Schottky contacts on GaN and Al<sub>0.31</sub>Ga<sub>0.69</sub>N.** E. Monroy, F. Calle, R. Ranchal, T. Palacios, M. Verdu, F.J. Sanchez, M.T. Montojo, M. Eickhoff, F. Omnès, Z. Bougrioua, and I. Moerman. *Semicond. Sci. Technol.* 1, pp. 47-54, 2002.

- [MOR00] : Etude et caractérisations des matériaux semi-conducteurs grand gap 3C-SiC/Si et hétérostructures GaAlN/GaN/GaAlN, et des matériaux hybrides monophasé organiques-inorganiques. THÈSE présentée à L'Université Bordeaux I par N. Moreaud, Juillet 2000.
- [MUN01] : Gallium nitride substrates and components. E Muñoz, A. Jiménez, J. A. Garrido, J. M. Tirado, R. Ranchal, F. Calle, E. Calleja. (ESA Contract 13519/99/NL/MV: GaN).
- [NAS01] : GaN Heteroepitaxial Growth Techniques. Nasser N.M, Ye Zhi zhen, Li Jiawei and Xu Ya bou. *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, Vol. 2, No. 3, Juillet 2001.
- [PEA99] : GaN: Processing, defects, and devices. S.J. Pearton, J.C. Zolper, R.J. Shul, F. Ren. *Journal Appl. Phys.* Vol. 86, 1999.
- [PEA00] : Fabrication and performance of GaN electronic devices. S.J. Pearton, F. Ren, A.P. Zhang, K.P. Lee. *Materials Science and Engineering*, R30, pp 55-212, 2000.
- [SAN02] : Laterally Overgrown GaN on Patterned GaAs (001) Substrates by MOVPE. S. Sanorpim, E. Takuna, K. Onabe, H. Ichinose, and Y. Shiraki. *Phys. Stat. Sol. (a)* 192, No. 2, pp 446-452, 2002.
- [SEL02] : Low Resistance Ti/Al/Mo/Au Ohmic Contacts for AlGaIn/GaN HFETs. D. Selvanathan, L. Zhou, V. Kumar, and I. Adesida. *Phys. Stat. Sol. (a)* Vol. 194, No. 2, pp 583-586, 2002.
- [SHE03] : Advanced Polarization-Based Design of AlGaIn/GaN HEMTs. L. Shen. ICNF 5<sup>th</sup> conference. Japan, Mai 2003. (ONR/MURI CANE report ; <http://my.ece.ucsb.edu/lkshen/chapter2.doc>).
- [SMO99] : Polarization-induced charge and electron mobility in AlGaIn/GaN heterostructures grown by plasma-assisted molecular-beam Epitaxy. I. P. Smorchkova, C. R. Elsass, J. P. Ibbetson, R. Vetury, B. Heying, P. Fini, E. Haus, S. P. Speck, and U. K. Mishra. *Journal Of Applied Physics*, Vol. 86, No. 8, pp 4520-4526, Octobre 1999.
- [SMO01] : AlN/GaN and (Al,Ga)N/AlN/GaN two-dimensional electron gas structures grown by plasma-assisted molecular-beam epitaxy. I. P. Smorchkova, L. Chen and T. Mates, L. Shen and S. Heikman, B. Moran, S. Keller, S. P. DenBaars and J. S. Speck, and U. K. Mishra. *Journal of Applied Physics*, Vol. 90, No. 10, pp. 5196-5201, Novembre 2001.
- [TAN97] : Reduction of the defect density in GaN films using ultra-thin AlN buffer layers on 6H-SiC. S. Tanaka, S. Iwai, Y. Aoyagi. *Journal of Crystal Growth*. Vol. 170, pp 329-334, 1997.
- [UMA02] : <sup>60</sup>CO gamma-irradiation-induced defects in n-GaN. G.A. Umana-Membreno, J.M. Dell, T.P. Hessler, G. Parish, and U.K. Mishra. *Applied Physics Letters*, Vol. 80, No. 23, pp. 4354-4356, Juin 2002.
- [VAU02] : GaN Boule Growth : A Pathway to GaN Wafers with Improved Material Quality. R.P. Vaudo, X. Xu, C. Loria, A.D. Salant, J.S. Flynn, and G.R. Brandes. *Phys. Stat. Sol. (a)* 194, No.2, 2002.
- [VIT03] : Effects of  $\gamma$ -irradiation on AlGaIn/GaN-based HEMTs. S. A. Vitusevich, N. Klein, A. E. Belyaev, S. V. Danylyuk, M. V. Petrychuk, R. V. Konakova, A. M. Kurakin, A. E. Rengevich, A. Yu. Avksentyev, B. A. Danilchenko, V. Tilak, J. Smart, L. F. Eastman. *Phys. Stat. Sol. Vol.* 195, No. 1, pp 101-105, Janvier 2003.
- [WAR01] : Silicon Substrates provide a disruptive technology for GaN. NC. Warren, R. Borges. *Compound Semi-Conductor*. Vol 7. No. 10, pp 63-66, Novembre 2001.
- [WU04] : 30W/mm GaN HEMTs by Field Plate Optimization. Y. F. Wu and al. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 25, No. 3, pp. 117-119, Mars 2004.
- [WON04] : ECE 499 : Directed studies in ECE : GaN materials and applications (Prof. Lester Eastman). M. H. Wong, School of Electrical and Computer Engineering, Cornell University, Mai 2004.
- [WOR03] : Worldwide Markets and Development Activity for Gallium Nitride continue to thrive. Strategies unlimited, 2003. (<http://su.pennnet.com/>)
- [XU02] : Characterization of two Field-Plated GaN HEMT Structures . Hongtao Xu, Christopher Sanabria, Alessandro Chini, Yun Wei, Sten Heikman, Stacia Keller, Umesh K. Mishra and Robert A. York Electrical and Computer Engineering University of California at Santa Barbara. *IEEE Topical Workshop on Power Amplifiers for Wireless Communications*. San Diego, Septembre 2004. (<http://paworkshop.ucsd.edu/>)
- [XU04] : GaN HEMTs based Flip Flip-chip Integrated Broadband Power Amplifier. J. Xu. 2004. (<http://my.ece.ucsb.edu/mishra/ganitrudeelec/xudefense>).
- [YU01] : Theoretical study of two-dimensional electron mobility in strained III-nitride heterostructures. T. H. Yu and K. F. Brennan. *Journal of Applied Physics*, Vol. 89, No. 7, pp. 3827-3834, Avril 2001.
- [ZHA01] : Schottky diodes of Ni/Au on n-GaN grown on sapphire and SiC substrates. B.J. Zhang, T. Egawa, G.Y. Zhao, H. Ishikawa, M. Umeno, T. Jimbo. *Applied Physics Letters*, Vol. 79, No. 16, pp. 2567-2569, Octobre 2001.
- [ZHAN01] : Kilovolt AlGaIn/GaN HEMTs as Switching Devices. N. Q. Zhang, B. Moran, S. P. DenBaars, U. K. Mishra, X. W. Wang, and T. P. Ma. *Phys. Stat. Sol. (a)*, Vol. 188, No.1, pp 213-217, 2001.
- [ZHE99] : PENDEO Epitaxy : a new approach for lateral growth of Gallium Nitride structures. T. S. Zheleva, S. A. Smith, D.B. Thomson, T. Gehrke, K.J. Linthicum, P. Rajagopal, E. Carlson, W.M. Ashmawi, and R.F. Davis. *MRS Internet J. Nitride Semicond. Res.* 4S1, G3.38, 1999.
- [ZOP98] : Recent progress in implantation and annealing of GaN and AlGaIn. J.C. Zolper, J. Han, S.B. Van Deusen, R. Biefeld, M.H. Crawford, J. Jun, T. Suski, S.J. Pearton, *Mater. Res. Soc. Symp.* 482, pp 618, 1998.



## CHAPITRE II : Présentation des technologies et caractérisation statique

- 1 : Introduction
- 2 : Présentation des technologies étudiées
- 3 : Modèle électrique du HEMT à base de nitrure de gallium
- 4 : Caractérisation électrique statique
- 5 : Performances fréquentielles :  $f_t$  et  $f_{\max}$
- 6 : Conclusion



## II.1 Introduction

Le deuxième chapitre présente les cinq technologies étudiées pendant ces travaux, avec par ordre d'apparition, une technologie HEMT sur substrat silicium, réalisée par MOVPE, avec couche espaceur, et une couche AlGa<sub>N</sub> dopée Si (T\_Si), deux technologies HEMT identiques en ce qui concerne les couches et les masques, mais réalisées sur des substrats différents, SiC ou saphir, par MOVPE, sans couche espaceur (T\_SiC[A] et T\_Sap[A]), une technologie HEMT sur substrat saphir, réalisée par MBE, sans couche espaceur, (T\_Sap[B]), et enfin une technologie HEMT sur substrat SiC, réalisée par MOVPE, avec couche espaceur AlN, (T\_SiC[B]). Dans la suite de ce travail, on appellera un composant de la manière suivante : *Nom de la technologie*–(*Type du composant*)–*Numéro de puce*.

Nous disposons donc de HEMTs présentant trois types de substrat, deux modes de croissance, et des variantes technologiques de la structure épitaxiale. Dans la suite de ce mémoire, nous allons comparer l'impact de ces différences technologiques sur les performances des composants, en commençant par l'étude des caractéristiques statiques. Pour chaque technologie, nous présenterons les résultats obtenus pour un composant typique, puis, nous évaluerons la dispersion des paramètres statiques sur ces filières peu matures. Enfin, nous comparerons les performances électriques statiques des technologies étudiées, avant de terminer par l'étude de l'impact des effets parasites sur les performances statiques.

## II.2 Présentation des technologies étudiées

Ce paragraphe présente les différentes filières étudiées au cours de ces travaux. Les composants étudiés ont été fournis dans le cadre de deux actions distinctes. Les puces sur substrat silicium proviennent d'une action spécifique du département STIC du CNRS intitulée « les défis de la filière Nitrure pour les composants de puissance », et ont été fabriquées par l'IEMN (Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie, Lille) et le CHREA (Centre de Recherche sur l'Hétéro-Epitaxie et ses Applications, Valbonne). Les autres technologies proviennent d'un contrat avec l'Agence Spatiale Européenne (ESA), et ont été fabriquées par la société QinetiQ (UK) pour les composants réalisés par MOVPE, et par l'Université de Madrid pour les composants réalisés par MBE.

### II.2.1 Technologie T\_Si

Les HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> sur substrat silicium sont réalisés par MOVPE sur un substrat Si(111). La structure épitaxiale est composée d'une couche tampon en AlN de 20 nm d'épaisseur déposée sur le substrat, d'une couche de Ga<sub>N</sub> de 250nm d'épaisseur non intentionnellement dopée, d'une couche espaceur en Al<sub>0,15</sub>Ga<sub>0,85</sub>N de 4 nm d'épaisseur non

intentionnellement dopée, et enfin d'une couche en  $\text{Al}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{N}$  de 46nm d'épaisseur, dopée silicium à  $3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . A température ambiante, la mobilité électronique à faible champ électrique  $\mu_0$  mesurée par effet Hall est de  $752 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$  et la densité électronique dans le canal  $n_{2D}$  est évaluée à  $10^{13} \text{ cm}^{-2}$ . Les contacts ohmiques de drain et de source sont réalisés en Ti/Al/Ni/Au, avec un recuit à  $900^\circ\text{C}$  pendant 35 secondes, et présentent une résistance de contact de 0,7 à 1,2  $\Omega \cdot \text{mm}$ . Le contact Schottky est en Pt/Au. La grille en forme de champignon est centrée entre le drain et la source. Ces transistors reçoivent une couche de passivation en  $\text{Si}_3\text{N}_4$ .

Le tableau II.1 présente les trois géométries dont nous disposons.

Noms	$L_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{DS}$ ( $\mu\text{m}$ )
T_Si-(1)	1,5	2 x 75	9
T_Si-(2)	3,5	2 x 75	11
T_Si-(3)	1,5	2 x 50	9

Tableau II.1: Nom et dimensions des composants de la technologie T\_Si

$L_G$  est  $W_G$  sont respectivement la longueur et la largeur de la grille, et  $L_{DS}$  est la distance drain-source.

Les figures II.1 et II.2 représentent une vue optique d'un transistor de type T\_Si-(2), et une coupe schématique illustrant la structure épitaxiale de cette technologie.

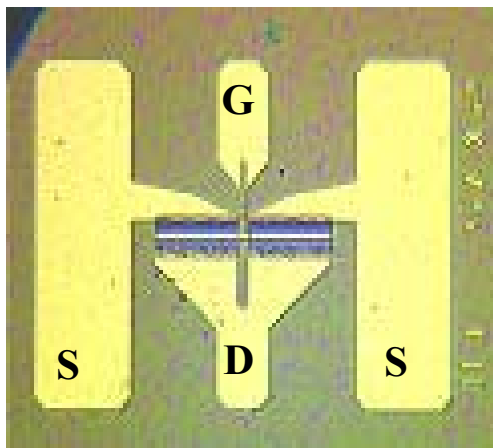


Figure II.1: Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT T\_Si-(2)

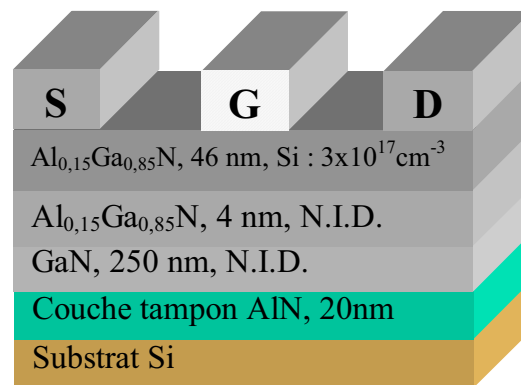


Figure II.2 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T\_Si

On peut voir la grille à deux doigts en forme de T, ainsi que les zones recevant la passivation en  $\text{Si}_3\text{N}_4$ .

## II.2.2 Technologies T\_Sap[A] et T\_SiC[A]

Ces deux technologies ont été réalisées par MOVPE. Seule la nature du substrat diffère. Les couches sont identiques, comme les masques utilisés pour la réalisation des composants. La structure épitaxiale consiste en une couche tampon déposée sur substrat saphir ou SiC, une



couche en GaN d'épaisseur 1,2  $\mu\text{m}$ , non intentionnellement dopée, et une couche d' $\text{Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{N}$  d'épaisseur 30 nm, également non intentionnellement dopée. Les composants sont passivés par PECVD avec une couche en nitrure de silicium. La mobilité électronique à faible champ électrique  $\mu_0$  dans le canal a été évaluée à partir de mesures par effet Hall pour les composants de la technologie T\_Sap[A] à  $950 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ , et à  $1300 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$  pour les composants issus de la technologie T\_SiC[A]. Cette différence peut être attribuée à la différence de maille par rapport au GaN plus élevée dans le cas du saphir que dans le cas du carbure de silicium, conduisant à une densité de défauts différentes pour les deux technologies [JOH02]. Pour les deux technologies, la densité de porteurs  $n_{2D}$  dans le canal a été évaluée à  $10^{13} \text{ cm}^{-2}$ . Les contacts Schottky sont réalisés en Pt/Au, et la grille, constituée de deux doigts est en U. Les composants de la technologie T\_SiC[A] sont cependant pénalisés par une forte valeur de résistance de contact, de l'ordre de 4  $\Omega \cdot \text{mm}$ , contre 1  $\Omega \cdot \text{mm}$  pour la technologie T\_Sap[A]. Nous disposons pour chacune de ces technologies de 5 puces comportant trois HEMTs, soit un total de quinze composants par technologie. Pour les deux technologies, la tension de claquage grille-drain  $V_{\text{Bgd}}$  est supérieure à 60 V.

Le tableau II.2 présente les trois géométries dont nous disposons.

Noms	$L_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{DS}$ ( $\mu\text{m}$ )
T_Sap[A]-(3G2) & T_SiC[A]-(3G2)	0,2	2 x 50	3
T_Sap[A]-(5G1) & T_SiC[A]-(5G1)	0,2	2 x 50	5
T_Sap[A]-(OPT2) & T_SiC[A]-(OPT2)	1	2 x 50	5

Tableau II.2 : Nom et dimensions des composants des technologies T\_Sap[A] et T\_SiC[A]

Les figures II.3, II.4, II.5 et II.6 présentent respectivement une vue de dessus au microscope optique d'un composant T\_Sap[A]-(OPT2), une vue de dessus au microscope optique d'un composant T\_SiC[A]-(OPT2), une coupe schématique de la technologie T\_Sap[A], et une coupe schématique de la technologie T\_SiC[A].

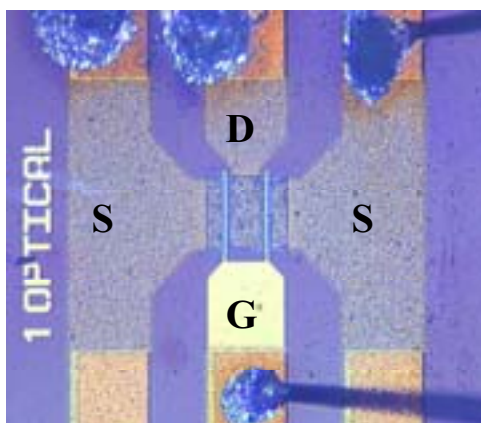


Figure II.3 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT T\_Sap[A]-(OPT2)

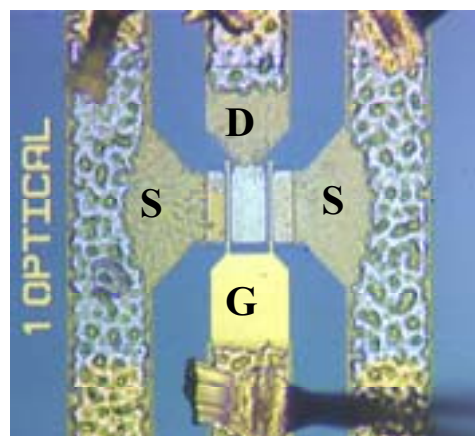


Figure II.4 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT T\_SiC[A]-(OPT2)

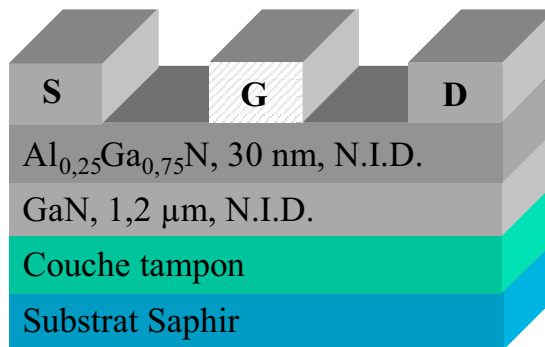


Figure II.5 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T\_Sap[A]

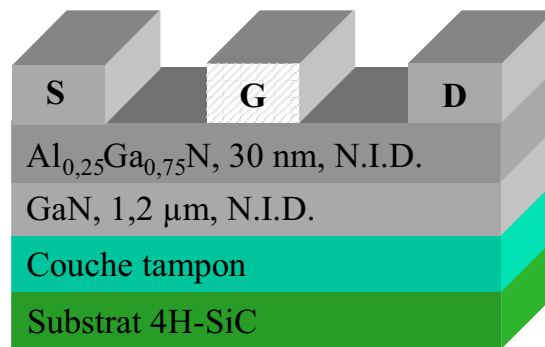


Figure II.6 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T\_SiC[A]

On distingue sur les figures II.3 et II.4 les grilles en U, ainsi que les zones passivées.

### II.2.3 Technologie T\_Sap[B]

Ces composants sont fournis dans le cadre d'un contrat entre l'Agence Spatiale Européenne et l'Université Polytechnique de Madrid (UPM), intitulé « Gallium Nitride Substrates and Components » (ESA CONTRACT 13519/99/NL/MV : GAN) [MUN01]. La structure épitaxiale consiste en une couche  $\text{Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{N}$  non intentionnellement dopée d'épaisseur 19nm déposée sur une couche GaN, réalisée par MBE, également non intentionnellement dopée. La grille de longueur 0,5 ou 2  $\mu\text{m}$  à deux doigts est en T. Les grilles de 2 $\mu\text{m}$  sont réalisées par lithographie optique en Pt/Ti/Au, et les grilles de 0,5  $\mu\text{m}$  sont réalisées par lithographie par faisceau d'électrons en Ni/Au. La largeur de grille des deux composants est de 2 x 75  $\mu\text{m}$ . Les contacts ohmiques sont réalisés en Ti/Al/Ti/Au (20/100/45/55nm), avec un recuit thermique rapide à 850°C pendant 60s, et présentent une résistance de 0,64  $\Omega\cdot\text{mm}$ . La mobilité électronique à faible champ électrique  $\mu_0$  dans le canal a été évaluée à 1257  $\text{cm}^2\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$  et la densité de porteurs  $n_{2D}$  dans le canal à 1,15 x 10<sup>13</sup>  $\text{cm}^{-2}$  à partir de mesures par effet Hall. Ces performances sont associées à la qualité de la couche de GaN épitaxiale déposée par MBE. Ces composants ne sont pas passivés.

Le tableau II.3 présente les deux géométries dont nous disposons.

Noms	$L_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{DS}$ ( $\mu\text{m}$ )
T_Sap[B]-(1)	0,5	2 x 75	3
T_Sap[B]-(2)	2	2 x 75	6

Tableau II.3 : nom et dimensions des composants de la technologie T\_Sap[B]

Les figures II.7 et II.8 présentent respectivement une vue de dessus au microscope optique du transistor T\_Sap[B]-(1), et une coupe schématique de la structure épitaxiale.

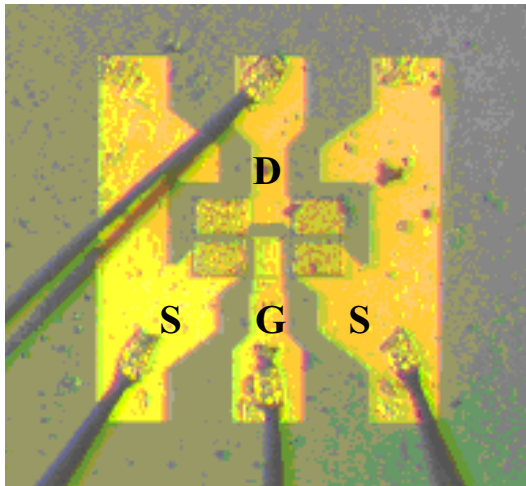


Figure II.7 : Vue de dessus au microscope optique du HEMT T\_Sap[B]-(1)

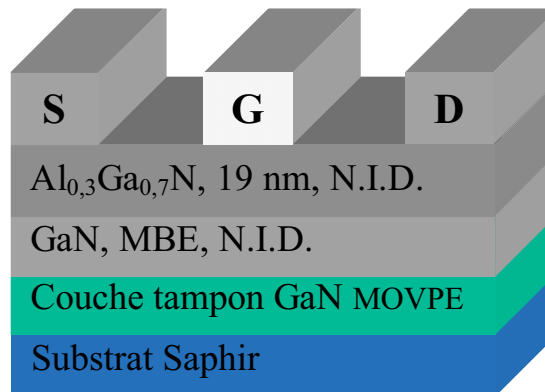


Figure II.8 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T\_Sap[B]

## II.2.4 Technologie T\_SiC[B]

La structure épitaxiale des HEMTs de la technologie T\_SiC[B] est réalisée par MOVPE sur un substrat semi isolant en carbure de silicium. La structure épitaxiale est identique à celle de la technologie SiC[A]. La seule différence réside dans l'insertion d'une couche espaceur AlN d'épaisseur 1 nm. La couche AlN, responsable d'une augmentation de la barrière de potentiel entre GaN et AlGaN de 0,5 eV, permet d'augmenter la mobilité électronique à faible champ électrique  $\mu_0$  à plus de  $1800 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ . La densité de porteurs  $n_{2D}$  dans le canal a été évaluée à  $1,1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ . Les contacts ohmiques présentent une résistance de  $1,29 \pm 0,27 \Omega \cdot \text{mm}$ . Les contacts Schottky sont réalisés en Ni/Au. Les quatre puces dont nous disposons, passivées par une couche en SiN, comprennent trois transistors de géométrie différente.

Le tableau II.4 présente les trois géométries dont nous disposons.

Noms	$L_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_G$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{DS}$ ( $\mu\text{m}$ )
T_SiC[B]-(1)	0,25	2 x 50	3
T_SiC[B]-(2)	0,25	2 x 50	4
T_SiC[B]-(3)	0,25	2 x 50	5

Tableau II.4 : Nom et dimensions des composants de la technologie T\_SiC[B]

On constate que seules les distances drain-source varient 'une géométrie à une autre.

Les figures II.9 et II.10 présentent respectivement une vue de dessus au microscope optique d'un HEMT de la technologie T\_SiC[B], et une coupe schématique illustrant la structure épitaxiale.

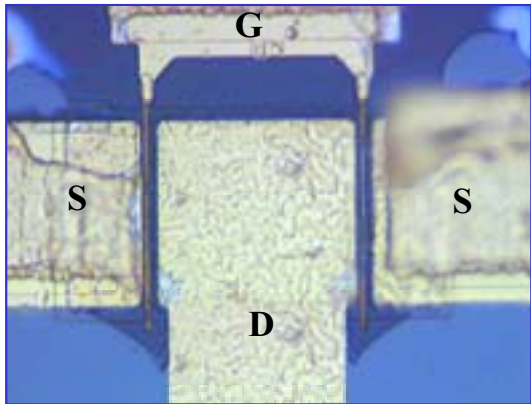


Figure II.9 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT de la technologie T\_SiC[B]

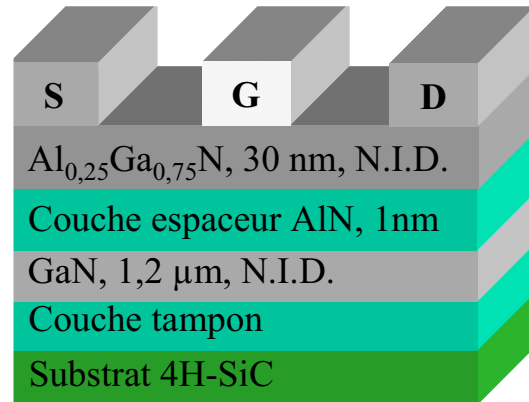


Figure II.10 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T\_SiC[B]

La figure II.9 permet de voir les grilles en forme de U. Les HEMTs de cette technologie peuvent avoir des électrodes de source communes.

## II.2.5 Récapitulatif des principaux paramètres des technologies

Le tableau II.5 présente les principales caractéristiques des technologies étudiées pendant ces travaux : type de croissance, type d'hétéro-structure, mobilité électronique dans le canal, nombre de porteurs, et résistance par carré.

Nom	Croissance	Couche espaceur	$\mu_0$ ( $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ ) à 300K	$n_{2D}$ ( $\times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ ) à 300K	Résistance par carré de plaque ( $\Omega/\square$ )
T_Si	MOVPE	AlGaIn	752	1,0	Non mesurée
T_Sap[A]	MOVPE	non	950	1,0	Non mesurée
T_SiC[A]	MOVPE	non	1300	1,0	520
T_Sap[B]	MBE	non	1257	1,15	Non mesurée
T_SiC[B]	MOVPE	AlN	1800	1,1	300

Tableau II.5 : Principales caractéristiques des différentes technologies étudiées pendant ces travaux

La technologie réalisée par MBE présente la densité de porteurs dans le canal la plus grande, associée à une mobilité électronique très élevée. La technologie T\_SiC[B] présente la mobilité électronique la plus élevée des cinq technologies, associée à une forte densité de porteurs dans le canal.

II.3 Modèle électrique du HEMT à base de nitrure de gallium

Le modèle proposé est issu des travaux de Rashmi [RAS01][RAS02]. Il est basé sur le modèle de contrôle de charges utilisé pour les HEMTs sur GaAs, mais prend cependant en compte les propriétés de polarisations spontanées et piézoélectriques propres aux HEMTs GaN, pour évaluer la densité de porteurs dans le canal à l'interface AlGaN/GaN. Il est basé sur la résolution de l'équation de Poisson à une dimension (1-D) dans la région de fonctionnement linéaire. Les effets des résistances parasites de drain et de source et la dépendance de la mobilité électronique avec le champ électrique sont également pris en compte. La figure II.11 illustre la structure du composant utilisée dans ce modèle.

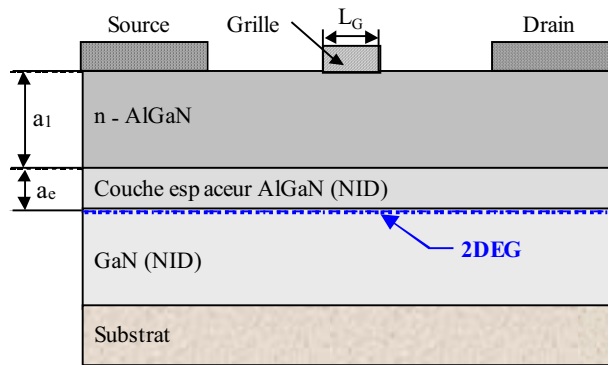


Figure II.11 : Coupe schématique d'un HEMT AlGaN/GaN où  $L_G$  est la longueur de grille,  $a_1 = 220\text{Å}$  l'épaisseur de la couche AlGaN dopée n, et  $a_e = 30\text{Å}$  l'épaisseur de la couche espaceur [RAS01]

Ce modèle est donc dédié à la modélisation d'une structure identique à celle de la technologie T\_Si, c'est à dire : couche GaN (NID), couche espaceur AlGaN (d'épaisseur  $a_e$ ), couche donneur AlGaN dopée n (d'épaisseur  $a_1$ ). Ce modèle peut être adapté pour la modélisation des autres technologies, en reprenant les expressions des densités de porteurs dans le canal en fonction du type d'hétéro-structure données au premier chapitre.

La figure II.12 illustre le principe du modèle en considérant deux régions sous la grille: l'une à faible champ électrique, l'autre à fort champ électrique.

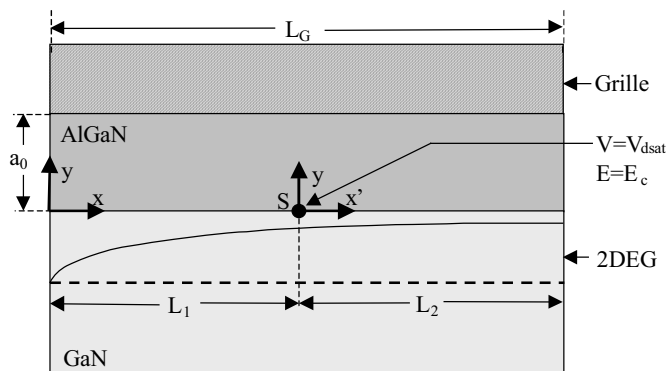


Figure II.12 : Diagramme schématic montrant le modèle à deux régions pour le courant de saturation dans le canal sous la grille. S est la position dans le canal où se produit la saturation.  $L_1$  et  $L_2$  sont les longueurs des régions à faible et à fort champ électrique, respectivement, avec  $L_1 + L_2 = L_G$ , et  $a_0 = a_1 + a_e$  [RAS01]

### II.3.1 Modèle du contrôle de charges

La structure métal/semi-conducteur 1 à grand gap/semi-conducteur 2 à plus petit gap s'apparente à une structure de type métal/isolant/semi-conducteur. L'isolant séparant le métal du semi conducteur 2 est constitué par la couche AlGaN totalement désertée (y compris la couche espaceur) par recouvrement des zones de charges d'espace. Des électrons de la couche donneur AlGaN diffusent vers la bande de conduction de GaN et se trouvent confinés à l'interface dans le puits de potentiel dû à la discontinuité de la bande de conduction. Les effets de la polarisation piézoélectrique et de la polarisation spontanée sont également à prendre en compte dans la formation du gaz 2DEG. Il y a séparation spatiale des électrons libres et des donneurs ionisés ce qui diminue les interactions coulombiennes, et il en résulte une mobilité électronique élevée sous faible champ électrique. Dans le cas où la couche AlGaN est complètement désertée, la structure est équivalente à un condensateur de capacité surfacique  $\varepsilon_1/(a_1 + a_e)$ , où  $\varepsilon_1$  est la permittivité diélectrique de la couche AlGaN. La charge interfaciale est alors modulée par la tension de polarisation appliquée sur la grille. 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.

A partir de l'équation I.20 du chapitre I, on obtient l'expression de la tension de seuil  $V_{thA}$  dans le cas de l'hétéro-structure classique AlGaN/GaN (sans que les effets du dopage de la couche AlGaN soient pris en compte) :

$$V_{thA} = \frac{\phi_B}{q} - \frac{\Delta E_c}{q} - \frac{\sigma_{p1} - \sigma_{p2}}{C_1} + \frac{C_2}{C_1} \frac{\phi}{q} \quad \text{Eq. II.1}$$

A partir de l'équation I.31 du chapitre I, on obtient l'expression de la tension de seuil  $V_{thB}$  dans le cas de l'hétéro-structure AlGaN/AlN/GaN avec couche espaceur AlN, (sans que les effets du dopage de la couche AlGaN soient pris en compte) :

$$V_{thB} = \frac{\phi_B}{q} - \frac{\Delta E_c}{q} + \frac{\Delta E_B}{q} - \frac{1}{C_T} \left[ \sigma_{pb} - \sigma_{p2} - C_2 \frac{\phi}{q} + \frac{C_T}{C_1} (\sigma_{p1} - \sigma_{pb}) \right] \quad \text{Eq. II.2}$$

Où rappelons le :

$$C_1 = \frac{\varepsilon_1}{a_1} \quad C_2 = \frac{\varepsilon_2}{a_2} \quad C_b = \frac{\varepsilon_b}{a_b} \quad C_T = \frac{C_1 C_b}{C_1 + C_b}$$

Dans le cas de l'hétéro-structure AlGaN-n/AlGaN/GaN avec couche espaceur AlGaN, l'expression de la tension de seuil  $V_{th}$  est, d'après le modèle de Rashmi, qui ne tient pas compte de la barrière de potentiel  $\phi$  entre la couche GaN et le substrat [RAS02] :

$$V_{thC} = \frac{\phi_B}{q} - \frac{\Delta E_c}{q} - \frac{qN_d a_1}{2C_1} - \frac{\sigma_{p1} - \sigma_{p2}}{C_1} \left( 1 - \frac{a_e}{a_1} \right) \quad \text{Eq. II.3}$$

où  $N_d$  est la densité de dopage de la couche AlGa $N$ ,  $\phi_B$  est la barrière de potentiel du contact Schottky,  $\Delta E_c$  la discontinuité de la bande de conduction entre AlGa $N$  et Ga $N$ ,  $\sigma_{p1}$  la charge due aux polarisations spontanée et piézoélectrique induite aux interfaces de la couche AlGa $N$ , et  $\sigma_{p2}$  la charge due à la polarisation spontanée induite aux interfaces de la couche Ga $N$ .

L'équation classique de la concentration électronique dans le canal bi-dimensionnel à l'hétéro-interface s'exprime à l'abscisse  $x$  par [RAS02]:

$$n(x) = \frac{\epsilon_1}{q(a_1 + a_e + \Delta d)} (V_{GS} - V_{th} - V_c(x)) \quad \text{Eq. II.4}$$

où  $\Delta d$  est l'épaisseur effective du canal bi-dimensionnel,  $V_{GS}$  est la tension grille-source appliquée,  $V_c(x)$  est le potentiel du canal à la position  $x$  dû à la tension appliquée entre drain et source.

Le tableau II.6 donne à titre d'exemple les valeurs des principaux paramètres d'un HEMT réalisé suivant l'hétéro-structure de la figure II.11, avec une fraction molaire d'aluminium de 0,15.

$N_d$ (cm $^{-3}$ )	$2 \times 10^{18}$	$\epsilon_1$ (C/mV)	$8,341 \times 10^{-12}$
$E_c$ (MV/cm)	$>3$	$e_{31}$ (C/cm $^2$ )	$-0,506 \times 10^{-4}$
$v_{sat}$ (cm/s)	$1,4 \times 10^7$	$e_{33}$ (C/cm $^2$ )	$0,84 \times 10^{-4}$
$\mu_0$ (cm $^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$ )	$\approx 1000$	$c_{13}$ (Gpa)	103,75
$\Delta E_c$ (V)	0,1953	$c_{33}$ (Gpa)	400,2
$\phi_B$ (V)	1,035	$P_{sp}$ (C/cm $^2$ )	$-0,037 \times 10^{-4}$

Tableau II.6: Paramètres pour un HEMT Al $_{0,15}$ Ga $_{0,85}$ N/Ga $N$ , d'après [RAS01]

Ce tableau donne le niveau de dopage  $N_d$  de la couche donneur AlGa $N$ , le champ critique  $E_c$ , la vitesse de saturation  $v_{sat}$  des électrons dans le canal, la mobilité  $\mu_0$  à faible champ électrique, la discontinuité  $\Delta E_c$  de la bande de conduction à l'interface AlGa $N$ /Ga $N$ , la hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky  $\phi_B$ , la permittivité diélectrique  $\epsilon_1$  de la couche AlGa $N$ , les constantes piézo-électriques  $e_{31}$  et  $e_{33}$ , les constantes élastiques  $c_{13}$  et  $c_{33}$ , et enfin la polarisation spontanée  $P_{sp}$  de la couche AlGa $N$ .

### II.3.2 Caractéristiques courant-tension

Le courant drain-source dans le canal est obtenu à partir de l'équation de la densité de courant [RAS02] :

$$I_{DS}(x) = W_G q v_d(x) n(x) \quad \text{Eq. II.5}$$

où  $W_G$  est la largeur de grille,  $n(x)$  est la concentration de porteurs par unité de surface à la position  $x$ , et  $v_d(x)$  est la vitesse de déplacement des électrons à la position  $x$ . Aux faibles

polarisations de drain, la vitesse de déplacement est inférieure à la vitesse de saturation électronique, et est donnée par :

$$v_d(x) = \frac{\mu_0 \frac{dV_c(x)}{dx}}{1 + \frac{1}{E_c} \frac{dV_c(x)}{dx}} \quad \text{Eq. II.6}$$

$V_c(x)$  est le potentiel dans le canal à la position  $x$ . En utilisant les équations II.4 et II.6 dans l'équation II.5, on obtient l'expression suivante :

$$I_{DS}(x) \left( 1 + \frac{1}{E_c} \frac{dV_c(x)}{dx} \right) = \frac{W_G \mu_0 \epsilon_1}{(a_1 + a_e + \Delta d)} (V_{GS} - V_{th} - V_c(x)) \frac{dV_c(x)}{dx} \quad \text{Eq. II.7}$$

Le calcul de l'équation  $I_{DS}(V_{DS})$  en régime linéaire se fait en intégrant l'équation précédente sur la longueur  $L$  du canal en utilisant les conditions aux limites suivantes :

$$V_c(x)|_{x=0} = I_{DS} R_S \quad \text{et} \quad V_c(x)|_{x=L} = V_{DS} - I_{DS} R_D \quad \text{Eq. II.8}$$

Où  $R_S$  et  $R_D$  sont les résistances parasites côté source et côté drain du composant extrinsèque, que nous décrirons au prochain paragraphe.

Le début de la saturation se produit quand la vitesse des électrons dans le canal approche de la vitesse de saturation, ce qui définit  $V_{dsat}$ . Le courant de saturation est obtenu à partir des équations II.4 et II.5, de la manière suivante :

$$I_{dsat} = \frac{W_G V_{sat} \epsilon_1}{(a_1 + a_0 + \Delta d)} (V_{GS} - V_{th} - V_{dsat}) \quad \text{Eq. II.9}$$

L'expression de  $V_{dsat}$  est obtenue en remplaçant  $V_c(x)$  par  $V_{dsat}$  dans l'équation II.4.

Pour  $V_{DS} > V_{dsat}$ , le canal bi-dimensionnel est divisé en deux régions (figure II.12) : une région à faible champ électrique pour  $(0 \leq x \leq L_1)$ , et une région à fort champ électrique, pour  $(L_1 \leq x \leq L_2)$ , où la vitesse de saturation électronique est atteinte, de  $x = L_1$  à  $x = L_2$ . Le champ électrique le long du canal atteint sa valeur critique  $E_c$  au début de la saturation ( $x=L_1$ ). L'équation du courant de saturation est obtenue en assurant la continuité du courant entre la région à faible champ électrique et la région à fort champ électrique (voir [RAS01][RAS02]).

### II.3.3 Résistances parasites de source et de drain

Le composant intrinsèque est défini par la zone active du HEMT, située sous le contact de grille. Dans le composant réel, les résistances parasites de source  $R_S$  et de drain  $R_D$  doivent être prises en compte, comme l'illustre la figure II.13.



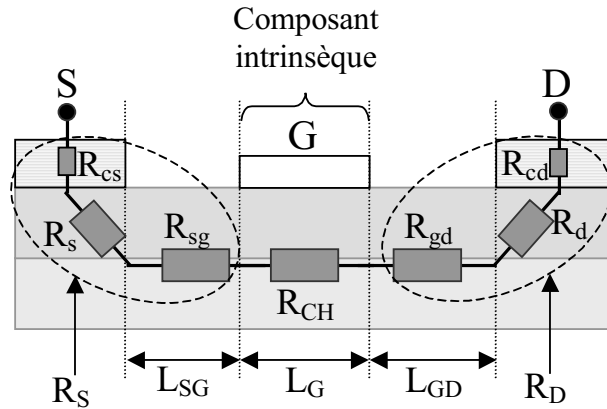


Figure II.13 : Description des résistances parasites du HEMT

La résistance parasite de source  $R_S$  est constituée par la résistance du contact ohmique de source  $R_{cs}$ , la résistance d'accès du contact ohmique à l'entrée du canal  $R_s$ , et par la résistance équivalente  $R_{sg}$  du canal non recouvert par la grille entre source et grille. De la même manière, la résistance parasite de drain  $R_D$  est constituée par la résistance du contact ohmique de drain  $R_{cd}$ , la résistance d'accès du contact ohmique à l'entrée du canal  $R_d$ , et par la résistance  $R_{gd}$  qui correspond à la résistance équivalente du canal non recouvert par la grille entre grille et drain. Soit  $R_{DS}$  la résistance extrinsèque du composant entre drain et source :

$$R_{DS} = R_S + R_{CH} + R_D \tag{Eq. II.10}$$

Avec :  $R_S = R_{cs} + R_s + R_{sg}$  et  $R_D = R_{cd} + R_d + R_{gd}$

### II.3.4 Schéma équivalent du transistor HEMT

La figure II.14 présente le schéma équivalent basses fréquences du transistor HEMT.

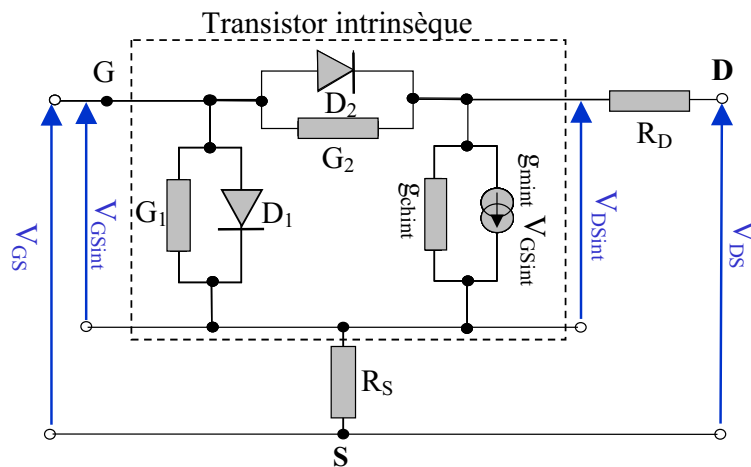


Figure II.14 : Schéma équivalent basses fréquences du transistor HEMT

Où  $G_1$  et  $G_2$  sont respectivement les conductances de fuite grille-source et grille-drain,  $D_1$  et  $D_2$  sont respectivement les diodes grille-source et grille-drain,  $R_S$  et  $R_D$  sont respectivement les résistances parasites côté source et côté drain,  $V_{GSint}$  et  $V_{DSint}$  sont respectivement les tensions intrinsèques grille-source et drain-source, enfin  $g_{mint}$  et  $g_{chint}$  sont respectivement la transconductance et la conductance de sortie intrinsèque du HEMT. On peut déterminer les valeurs de  $g_{mint}$  et  $g_{chint}$  à partir des mesures statiques. Les tensions de polarisation externes,  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$  tiennent compte de la chute de potentiel dans les résistances parasites  $R_S$  et  $R_D$  :

$$V_{DS} = V_{DSint} + (R_S + R_D) I_{DS} \quad \text{Eq. II.11}$$

$$V_{GS} = V_{GSint} + R_S I_{DS} \quad \text{Eq. II.12}$$

### Transconductance et conductance de sortie extrinsèque :

La transconductance traduit l'efficacité de la commande du courant de drain par la tension de grille à tension drain-source constante, et la conductance de sortie traduit l'effet de commande directe des porteurs par la tension de drain à tension grille-source constante, comme le montre les deux équations suivantes :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \quad \text{Eq. II.13}$$

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte} \quad \text{Eq. II.14}$$

Les mesures statiques permettent d'extraire directement les valeurs de ces paramètres. La transconductance doit être la plus élevée possible, tandis que la conductance de sortie doit être la plus faible possible.

### Transconductance et conductance de sortie intrinsèque :

La transconductance et la conductance de sortie intrinsèque sont définies à partir de la figure II.14 comme :

$$g_{m_{int}} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GSint}} \right|_{V_{DSint}=cte} \quad \text{Eq. II.15}$$

$$g_{ch_{int}} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DSint}} \right|_{V_{GSint}=cte} \quad \text{Eq. II.16}$$

On peut calculer les valeurs de ces paramètres si l'on connaît la transconductance et la conductance extrinsèque, ainsi que la valeur de  $R_S$  et de  $R_D$ , comme le montre les équations suivantes [VIL00] :

$$g_{m_{int}} = \frac{g_m}{1 - R_S g_m - (R_S + R_D) g_d} \quad \text{Eq. II.17}$$

$$g_{ch_{int}} = \frac{g_d}{1 - R_S g_m - (R_S + R_D) g_d} \quad \text{Eq. II.18}$$

## II.4 Caractérisation électrique statique

Les mesures statiques ont été réalisées avec un analyseur de paramètres HP4142B, piloté par le logiciel ICCAP. Les transistors sont encapsulés et placés dans un cryostat de marque Oxford, qui permet la réalisation de mesures dans une gamme de température allant de 100 à 480 K. Il est également possible de réaliser des mesures statiques sous illumination, à température ambiante. L'analyseur de paramètres HP4142B est configuré de la manière suivante : les points de mesure ont une durée de 1 ms, et sont espacés de 10 ms.

### II.4.1 Présentation des caractéristiques de sortie par technologie

#### II.4.1.1 Caractéristiques de sortie de la technologie T\_Si

Les composants ont dans un premier temps été caractérisés sous pointes. En vue de réaliser les mesures de bruit basses fréquences, nous avons dû les faire découper et câbler dans des boîtiers DIL 28 broches en céramique. Cette opération a conduit à la perte de plusieurs transistors, et à la dégradation des performances statiques.

La figure II.15 présente une comparaison des caractéristiques de sortie de deux HEMTs de type 1 avant et après l'étape d'encapsulation.

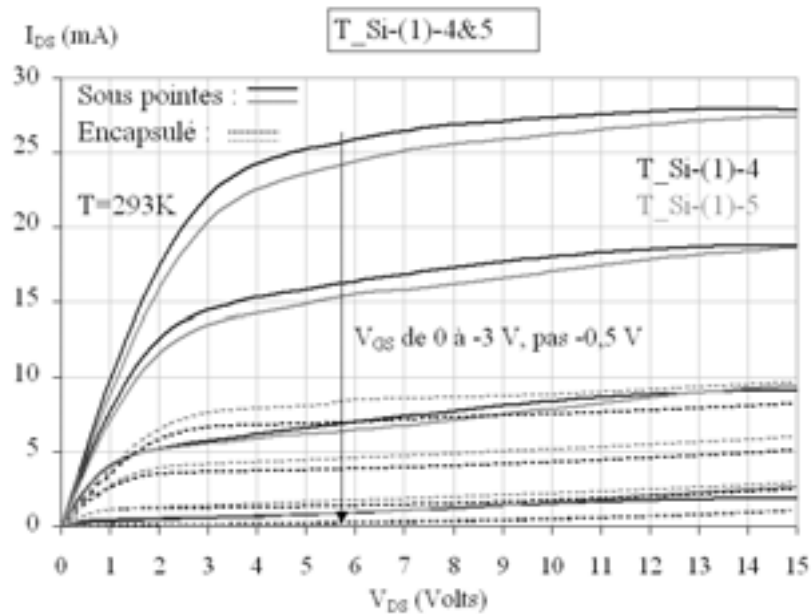


Figure II.15 : Comparaison des caractéristiques de sortie de deux HEMTs  $T_{Si}$ , avant et après encapsulation

On observe un effondrement du réseau de sortie après encapsulation. L'augmentation de la résistance  $R_{DS}$  après encapsulation est de l'ordre de 60%. Cette chute de performance est attribuée à une dégradation des contacts ohmiques lors de l'étape du câblage des composants. Nous reviendrons cependant par la suite sur cette hypothèse au paragraphe consacré à l'extraction des résistances  $R_S$  et  $R_D$  par la méthode de Fukui (§ II.4.6). Dans la suite de ce mémoire, les résultats de la technologie  $T_{Si}$  présentés sont ceux obtenus après encapsulation.

La figure II.16 présente les caractéristiques de sortie du transistor  $T_{Si}(2)-5$ .

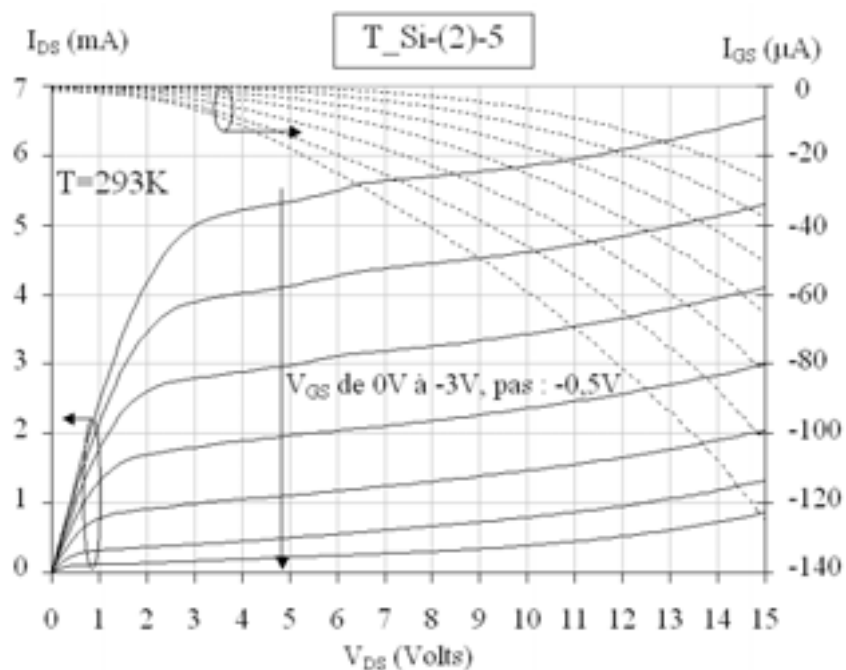


Figure II.16 : Caractéristiques de sortie du HEMT  $T_{Si}(2)-5$

On peut voir que le courant de fuite de grille est élevé, ce qui était déjà le cas avant encapsulation. Le pincement est difficile à obtenir. On n’observe pas d’effet de coude.

La figure II.17 présente la comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T\_Si.

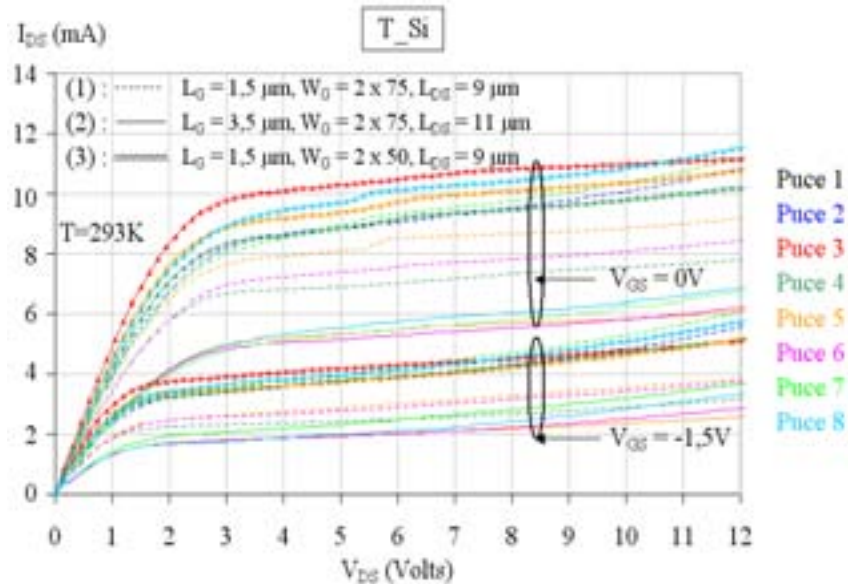


Figure II.17 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T\_Si

Les composants de type 3 présentent les plus fortes valeurs de courant de saturation de drain. Les composants de la deuxième géométrie sont ceux qui présentent le moins de dispersion.

#### II.4.1.2 Caractéristiques de sortie de la technologie T\_Sap[A]

La figure II.18 présente la caractéristique de sortie du composant T\_Sap[A]-(3G2)-4.

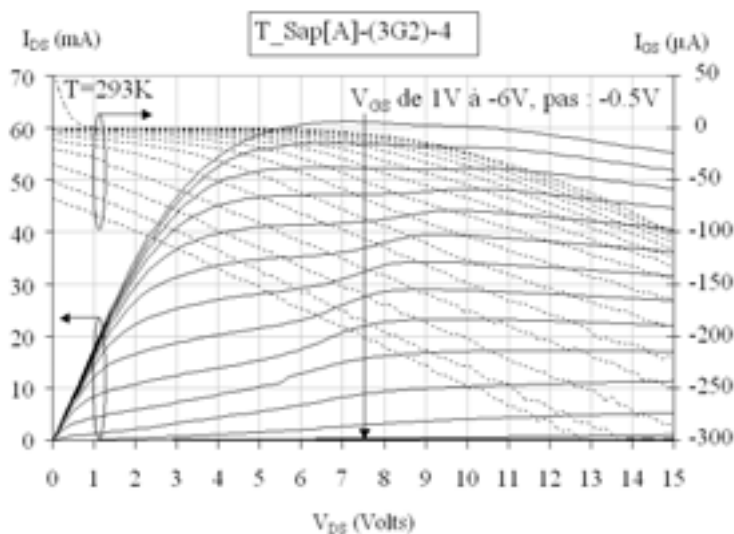


Figure II.18 : Caractéristiques de sortie du composant T\_Sap[A]-(3G2)-4

Ce composant présente un courant de fuite de grille élevé. On observe un effet de coude à température ambiante, révélateur de la présence de pièges dans le matériau semi conducteur, ainsi qu'une diminution du courant de drain pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$  à canal ouvert, attribué selon [JOH03] à la faible conductivité thermique du saphir, qui entraîne des effets d'auto-échauffement. Ces effets induisent une diminution de la mobilité électronique, et donc celle du courant de drain.

La figure II.19 présente une comparaison des caractéristiques de sortie des transistors de la technologie T\_Sap[A] :

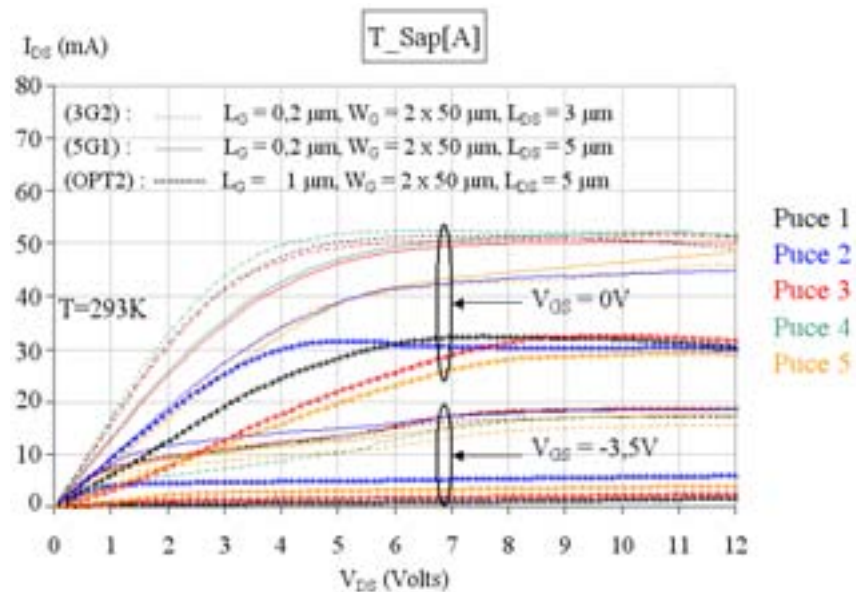


Figure II.19 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T\_Sap[A]

On observe que les HEMTs de type (OPT2) présentent les plus fortes valeurs de résistances drain-source extrinsèques  $R_{DS}$  en régime ohmique, et les plus faibles valeurs de courant de drain de saturation ; la transconductance est également pénalisée (voir annexes du chapitre II).

#### II.4.1.3 Caractéristiques de sortie de la technologie T\_SiC[A]

La figure II.20 présente les caractéristiques de sortie du composant T\_SiC[A]-(3G2)-4.

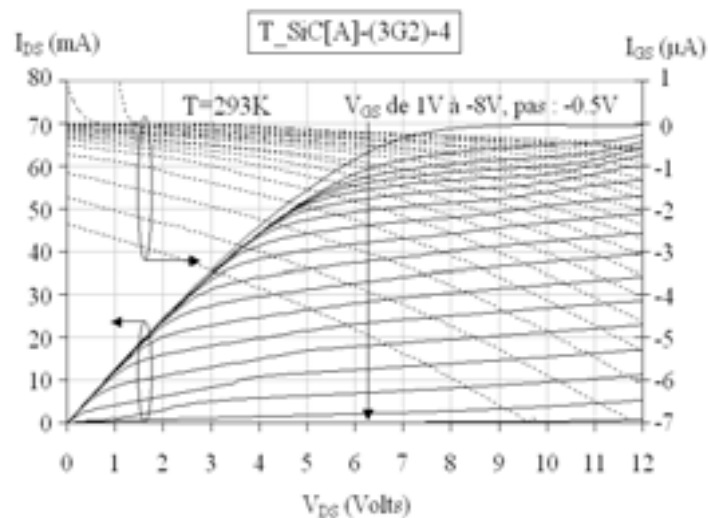


Figure II.20 : Caractéristiques de sortie du composant  $T\_SiC[A]-(3G2)-4$

Il apparaît que pour cette technologie, la résistance équivalente drain-source en régime ohmique à  $V_{GS} = 0V$  est plus élevée que pour la technologie  $T\_Sap[A]$  pour les composants d'une même géométrie. L'augmentation de  $R_{DS}$  est de l'ordre de 20 % entre les meilleurs composants de chaque technologie. Ceci est dû à une forte valeur de résistance de contact ohmique de  $4 \Omega.mm$ . Le réseau ne s'effondre pas aux fortes valeurs de  $V_{DS}$ , en raison de la bonne conductivité thermique du substrat SiC.

La figure II.21 présente une comparaison des caractéristiques de sortie des transistors de la technologie  $T\_SiC[A]$  :

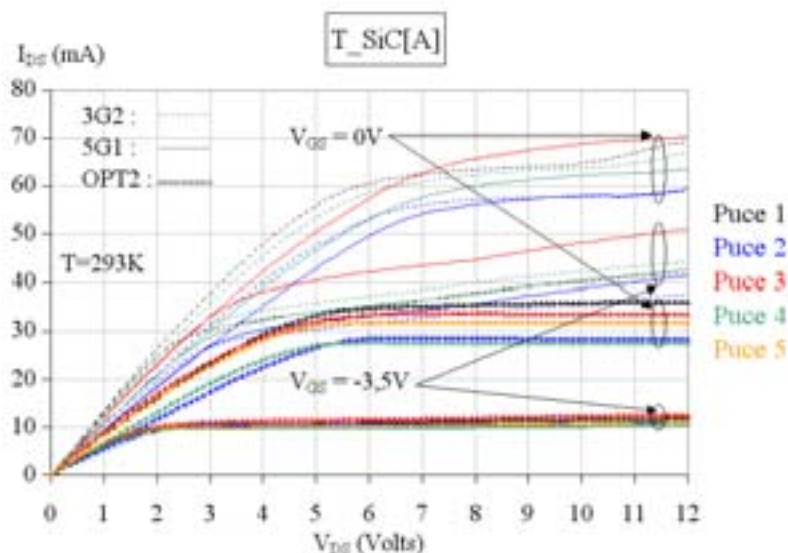


Figure II.21 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie  $T\_SiC[A]$

Comme pour la technologie  $T\_Sap[A]$ , on constate que la géométrie (OPT2) offre de moins bonnes performances que les deux autres géométries. Cette géométrie est pénalisée par sa grande longueur de grille, de  $1 \mu m$ .

#### II.4.1.4 Caractéristiques de sortie de la technologie T\_Sap[B]

La figure II.22 présente le réseau de sortie du composant T\_Sap[B]-(1).

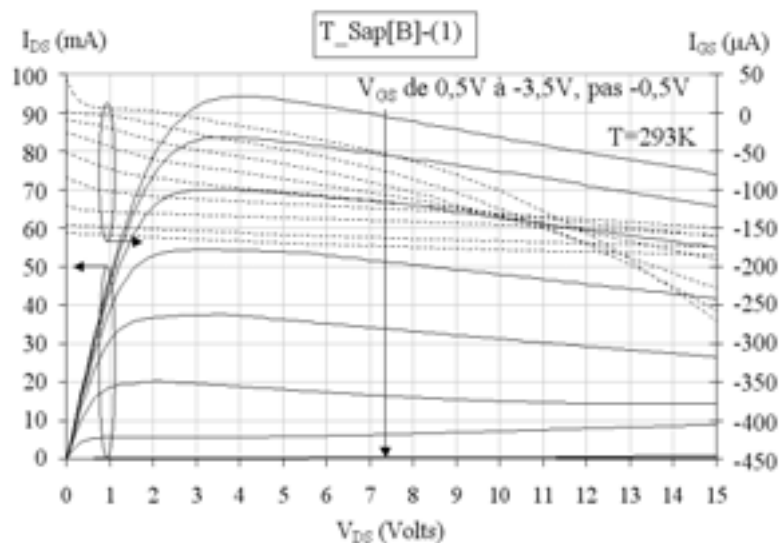


Figure II.22 : Caractéristiques de sortie du composant T\_Sap[B]-(1)

On constate là encore le résultat de la faible conductivité thermique du saphir, avec la chute du courant de drain aux fortes valeurs de  $V_{DS}$ . Ce composant présente une forte valeur de courant de fuite de grille.

La figure II.23 présente une comparaison des réseaux de sortie des deux composants issus de la technologie T\_Sap[B].

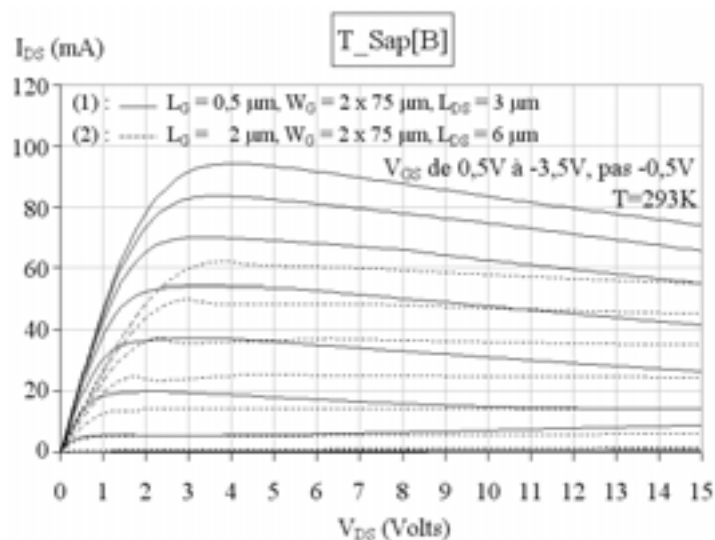


Figure II.23 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T\_Sap[B]

On constate que le HEMT T\_Sap[B]-(2) est moins performant que le HEMT T\_Sap[B]-(1), avec un courant de saturation de drain  $I_{DSS}$  de l'ordre de 60 mA, contre plus de 90 mA pour le HEMT à petite longueur de grille.



### II.4.1.5 Caractéristiques de sortie de la technologie T\_SiC[B]

La figure II.24 présente le réseau de sortie du composant T\_SiC[B]-(1)-4.

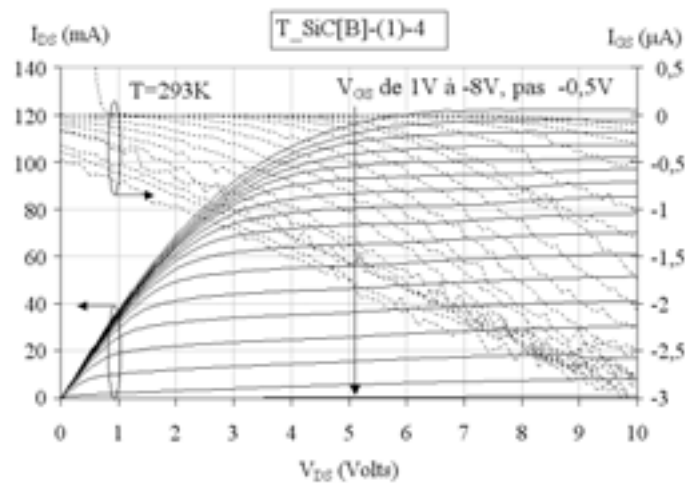


Figure II.24 : Caractéristiques de sortie du composant T\_SiC[B]-(3)-4

On n'observe pas de diminution du courant de drain pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$ . Il n'y a donc pas d'effet d'auto-échauffement comme c'est le cas pour les technologies sur substrat saphir. Enfin, on n'observe pas d'effet de coude sur le réseau  $I_{DS}-V_{DS}$ .

La figure II.25 présente une comparaison des caractéristiques de sortie des transistors de la technologie T\_SiC[B].

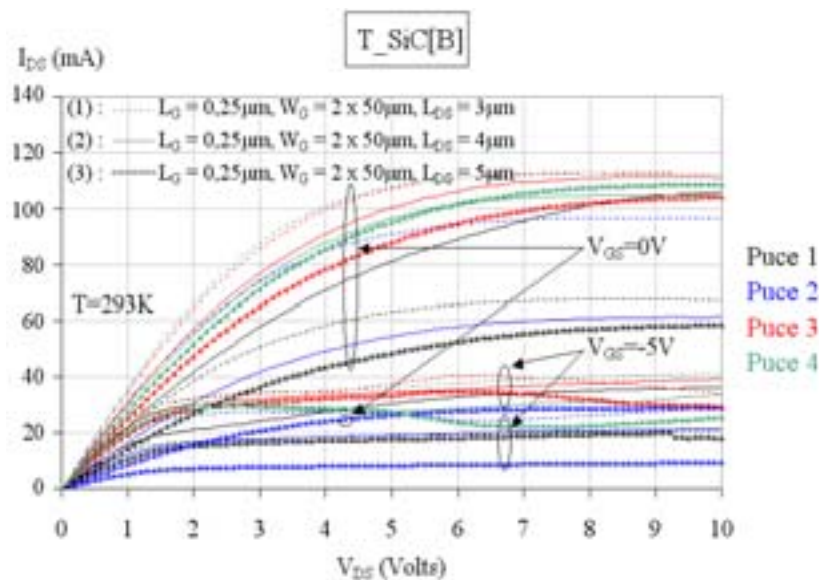


Figure II.25 : Comparaison des caractéristiques de sortie de la technologie T\_SiC[B] à  $V_{GS} = 0$  &  $-5$  V

On constate que les composants qui ont le plus petit espace drain-source ( $3 \mu\text{m}$ ) présentent les plus faibles valeurs de résistance drain-source en régime ohmique à  $V_{GS} = 0\text{V}$ , et les plus fortes valeurs de courant de saturation  $I_{DSS}$ .

### II.4.2 Extraction de $R_{DS}$ et de $I_{DSS}$

Ces deux paramètres sont extraits à partir des caractéristiques de sortie des composants. La résistance drain-source  $R_{DS}$  en régime ohmique à  $V_{GS} = 0$  V est définie comme :

$$R_{DS} = \left[ \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{DS}} \right]_{V_{GS}=0V} \quad \text{Eq. II.19}$$

La figure II.26 présente la valeur de la résistance drain-source  $R_{DS}$  calculée pour tous les composants étudiés pendant ces travaux.

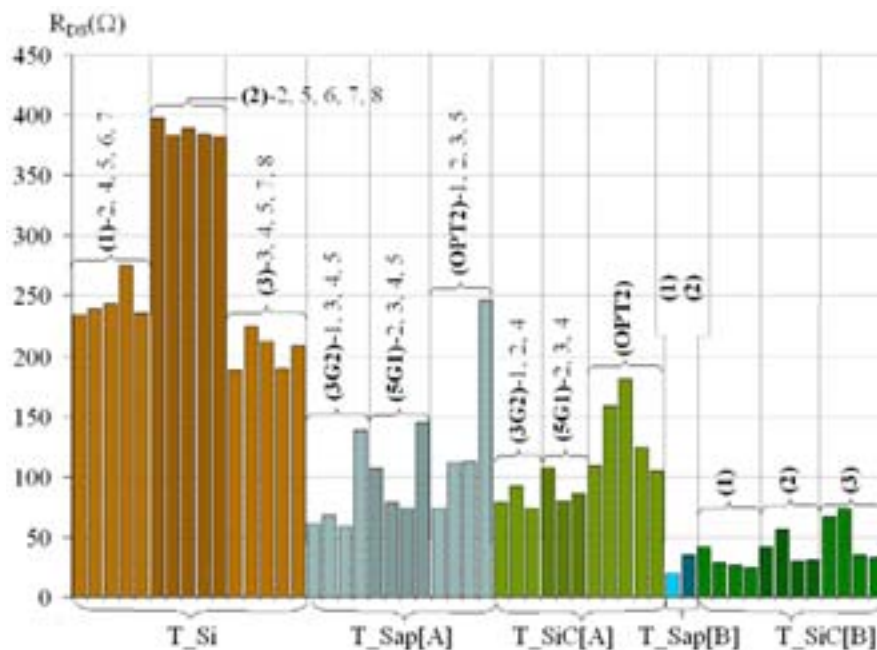


Figure II.26 : Valeur de  $R_{DS}$  à  $V_{GS} = 0V$  en régime ohmique des composants étudiés pendant ces travaux

A partir de la figure II.26, on observe pour les meilleurs composants la tendance suivante :

$$R_{DS(T\_Si)} > R_{DS(T\_SiC[A])} > R_{DS(T\_Sap[A])} > R_{DS(T\_SiC[B])} > R_{DS(T\_Sap[B])}$$

Pour la **technologie T\_Si**, on constate de très fortes valeurs de la résistance  $R_{DS}$ , mettant en évidence les dégradations subies par cette technologie. Après encapsulation, la résistance drain-source a plus que doublé pour la majorité des composants.

Pour la **technologie T\_SiC[A]**, on constate que la résistance  $R_{DS}$  des composants de type (OPT2) est sensiblement plus élevée que la résistance  $R_{DS}$  des deux autres géométries. On voit également que cette technologie est pénalisée par ses résistances de contact ohmique anormalement élevées, puisque ces composants ont des résistances  $R_{DS}$  plus élevées que les composants de la technologie T\_Sap[A], malgré les meilleures propriétés de conduction électrique dans le canal de la technologie T\_SiC[A] par rapport à la technologie T\_Sap[A].

Pour la **technologie T\_Sap[A]**, on constate que la résistance  $R_{DS}$  des HEMTs de type (OPT2) est sensiblement plus élevée que la résistance  $R_{DS}$  des deux autres géométries. On constate également que les trois HEMTs de la puce 5 présentent une résistance  $R_{DS}$  plus élevée que les autres HEMTs de cette même technologie.

En ce qui concerne la **technologie T\_SiC[B]**, on peut observer une légère augmentation de la résistance drain-source avec l'augmentation de la distance drain-source. Les meilleurs composants de cette technologie présentent une valeur de  $R_{DS}$  faible, du même ordre de grandeur que celle des composants de la technologie T\_Sap[B].

Pour la **technologie T\_Sap[B]**, on constate que le HEMT T\_Sap[B]-(1) présente la plus faible valeur de  $R_{DS}$  de tous les composants étudiés pendant ces travaux.

La figure II.27 présente la valeur de la densité de courant de saturation de drain maximale  $I_{DSS}$ , extraite à  $V_{GS} = 0$  V pour tous les composants étudiés pendant ces travaux.

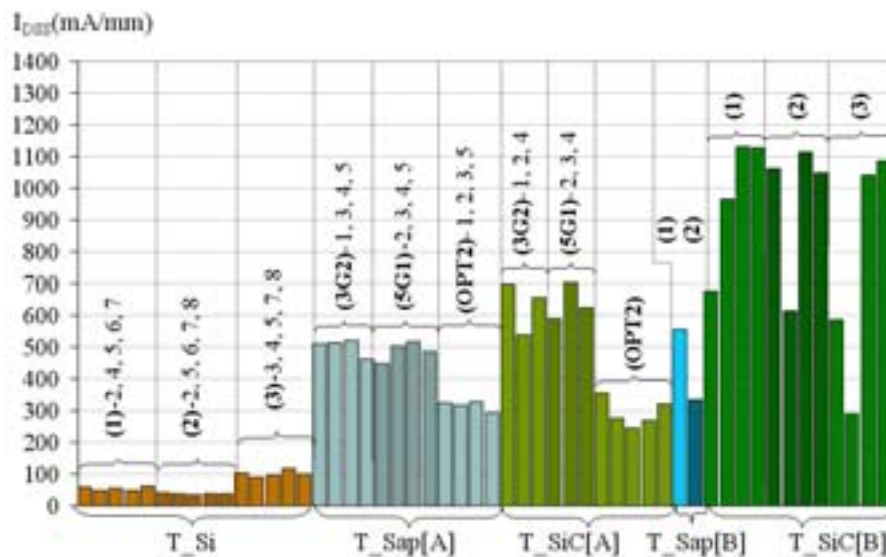


Figure II.27 : Valeur de  $I_{DSS}$  à  $V_{GS} = 0$  V des composants étudiés pendant ces travaux

A partir de la figure II.27, on observe pour les meilleurs composants la tendance suivante :

$$I_{DSS(T\_Si)} < I_{DSS(T\_Sap[A])} < I_{DSS(T\_Sap[B])} < I_{DSS(T\_SiC[A])} < I_{DSS(T\_SiC[B])}$$

La figure II.27 montre la supériorité des deux technologies réalisées sur substrat SiC, matériau qui possède rappelons-le une excellente conductivité thermique. On constate que les performances de la technologie T\_Si sont bien en dessous des performances des autres technologies. La technologie T\_SiC[B] présente les meilleures performances en terme de densité de courant, en atteignant plus de 1 A/mm pour les meilleurs composants.

**II.4.3 Extraction de la tension de seuil  $V_{th}$  et de la transconductance  $g_m$**

La tension de seuil  $V_{th}$  du transistor est généralement définie comme la valeur de la tension  $V_{GS}$  nécessaire pour obtenir un courant drain-source inférieur ou égal à 5% de  $I_{DSS}$ . Pour plus de précision, l'extraction de la tension de seuil  $V_{th}$  est obtenue par extrapolation de la caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  à  $I_{DS} = 0$ , mesurée pour une faible valeur de  $V_{DS}$ , comme l'illustre la figure suivante [LAB90].

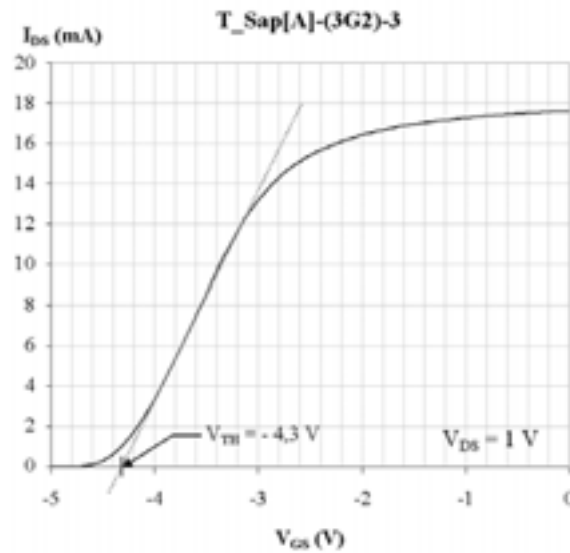


Figure II.28 : Principe d'extraction de la tension de seuil  $V_{th}$

La figure II.29 présente la valeur de  $V_{th}$  des composants étudiés pendant ces travaux.

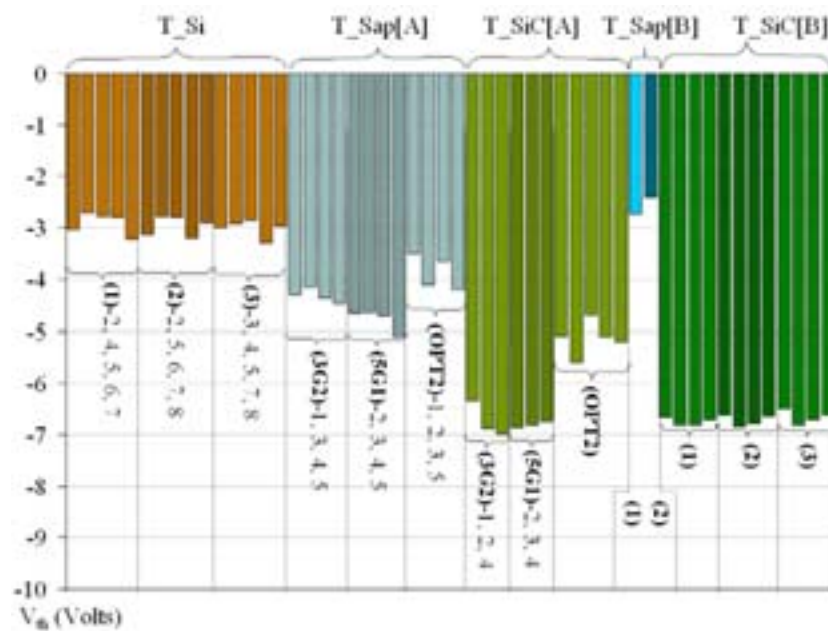


Figure II.29 : Tension de seuil  $V_{th}$  des composants étudiés pendant ces travaux

A partir de la figure II.29, on observe pour les meilleurs composants la tendance suivante :

$$|V_{th(T\_SiC[B])}| > |V_{th(T\_SiC[A])}| > |V_{th(T\_Sap[A])}| > |V_{th(T\_Si)}| > |V_{th(T\_Sap[B])}|$$

Pour les quatre technologies qui présentent des composants avec différents développement de grille (T\_Si, T\_Sap[A], T\_SiC[A] et T\_Sap[B]), on observe la même tendance : plus la longueur de la grille est grande (T\_Si-(3), T\_Sap[A]&T\_SiC[A]-(OPT2) et T\_Sap[B]-(2)), et plus la valeur absolue de la tension de seuil  $V_{th}$  diminue.

La valeur absolue de la tension de seuil  $V_{th}$  des HEMTs de la technologie T\_Sap[A] est plus petite que celle des HEMTs de la technologie T\_SiC[A], comme cela a déjà été montré dans les travaux de J.W. Johnson [JOH02]. Pour expliquer cette différence, alors que seule la nature du substrat diffère entre ces deux technologies, il existe plusieurs hypothèses.

D'après les travaux de M. Uren, la couche AlGaN est sensiblement moins contrainte dans le cas des composants réalisés sur saphir. Or, une modification de la charge piézoélectrique de la couche AlGaN influence fortement le diagramme de bandes d'énergie, comme nous l'avons vu au chapitre I, et par conséquent, la valeur de la tension de seuil.

La différence de valeur de tension de seuil est aussi attribuée à la variation des charges stockées dans les niveaux profonds. Ces niveaux profonds sont associés à des défauts isolés, ou aux dislocations, présents dans les composants [URE02].

La transconductance extrinsèque  $g_m$  est définie comme la variation du courant  $I_{DS}$  en fonction de la tension  $V_{GS}$  à  $V_{DS}$  constant, et se calcule à partir de la caractéristique de transfert du composant (Equation II.13). La figure II.30 présente les valeurs de la transconductance maximale, normalisé en mS/mm, extraites à une tension  $V_{DS}$  de 10 V pour tous les composants étudiés pendant ces travaux.

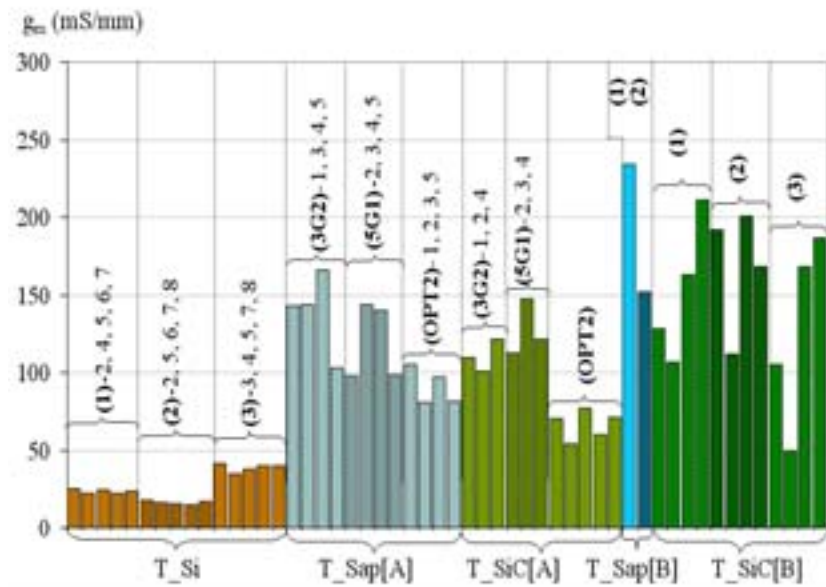


Figure II.30 : Transconductance maximale  $g_m$  à  $V_{DS} = 10V$  des composants étudiés pendant ces travaux

A partir de la figure II.30, on observe pour les meilleurs composants la tendance suivante :

$$g_{m(T\_Si)} < g_{m(T\_SiC[A])} < g_{m(T\_Sap[A])} < g_{m(T\_SiC[B])} < g_{m(T\_Sap[B])}$$

La transconductance du HEMT T\_Sap[B]-(1) est la plus élevée, atteignant 234 mS/mm.

#### II.4.4 Extraction des paramètres des contacts Schottky

Les caractéristiques d'entrée (voir annexes du chapitre II) permettent d'évaluer la qualité des contacts Schottky. Pour étudier les phénomènes de transport liés à la jonction Schottky, il faut distinguer deux zones où les mécanismes de conduction sont différents. La première zone correspond à l'interface métal/semi-conducteur, tandis que la seconde correspond à la zone de charge d'espace. A  $T = 0K$ , la barrière de potentiel à l'interface empêche les électrons de passer d'un matériau à l'autre. Lorsque la température augmente, l'énergie thermique acquise par certains électrons leur permet de franchir la barrière de potentiel, c'est ce que l'on appelle l'émission thermo-ionique. Dans la zone de charge d'espace, le mécanisme de conduction est attribué à des phénomènes de diffusion [LUO88]. Les caractéristiques d'entrée permettent donc d'extraire les caractéristiques de la diode, et plus particulièrement le facteur d'idéalité  $n$ , le courant de saturation  $I_s$ , et la hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$ . Lorsque la diode est polarisée en direct, on observe plusieurs zones de fonctionnement.

La figure II.31 présente ces différentes zones de fonctionnement.

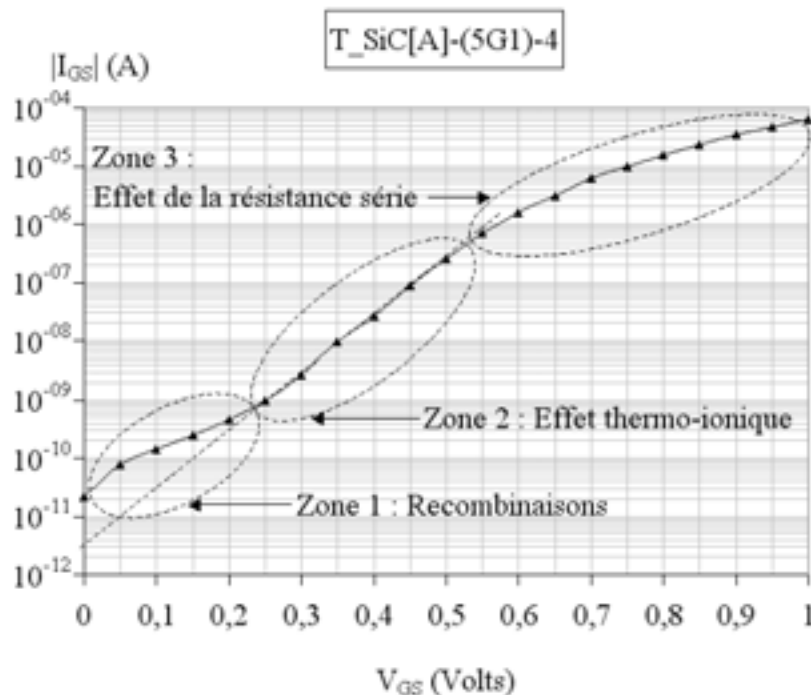


Figure II.31 : Diode polarisée en direct  $|I_{GS}| = fct(V_{GS})$ : identification visuelle des trois premières zones de fonctionnement

On peut observer la première zone, où l'effet des recombinaisons électron-trou domine, la deuxième zone, linéaire, où l'effet thermo-ionique domine, et la troisième zone, où l'effet de la résistance série  $r_s$  de la diode domine.

#### II.4.4.1 Extraction du facteur d'idéalité $n$ et du courant de saturation $I_s$

Plus le facteur d'idéalité est proche de 1, et plus le contact Schottky est de bonne qualité. L'extraction du facteur d'idéalité se fait par régression linéaire dans la deuxième zone (figure II.31).

L'expression du courant de la diode grille-source en fonction de la tension qui lui est appliquée est donné par l'équation :

$$I_{GS} = I_s \left[ \exp\left( q \frac{V_{GS} - r_s I_{GS}}{nkT} \right) - 1 \right] \quad \text{Eq. II.20}$$

Avec  $r_s$  la résistance série de la diode. Dans la mesure où  $V_{GS} > (3kT/q)$ , on peut réécrire l'équation précédente comme :

$$I_{GS} = I_s \exp\left( q \frac{V_{GS} - r_s I_{GS}}{nkT} \right) \quad \text{Eq. II.21}$$

Dans la zone 2, la chute de tension  $r_s I_{GS}$  est négligée devant  $V_{GS}$  :

$$I_{GS} = I_s \exp\left( \frac{q}{nkT} V_{GS} \right) \quad \text{Eq. II.22}$$

Par extrapolation du courant à  $V_{GS} = 0V$  en coordonnées semi-logarithmiques on obtient  $I_s$ . Quant à la valeur du facteur d'idéalité  $n$ , elle est proportionnelle à la pente de la même droite.

Les figures II.32 et II.33 présentent respectivement le facteur d'idéalité et les courants de saturation  $I_s$  des composants étudiés.

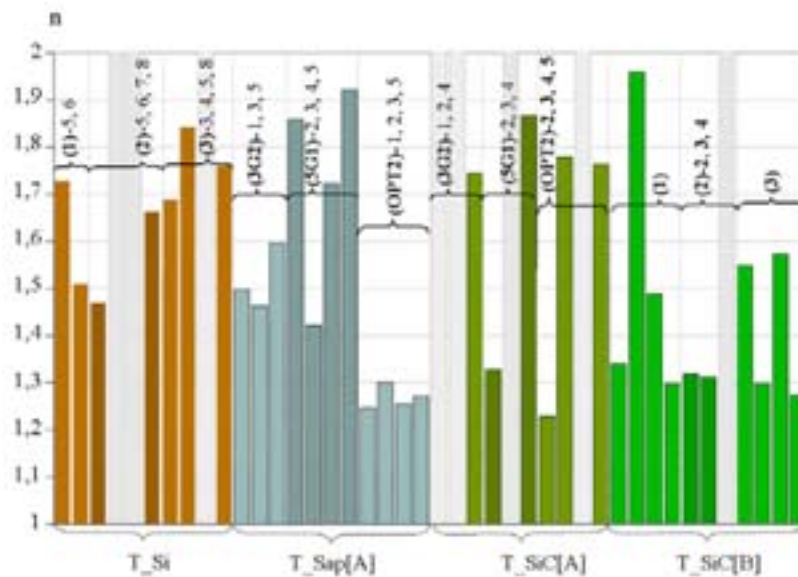


Figure II.32 : Facteur d'idéalité des composants étudiés pendant ces travaux

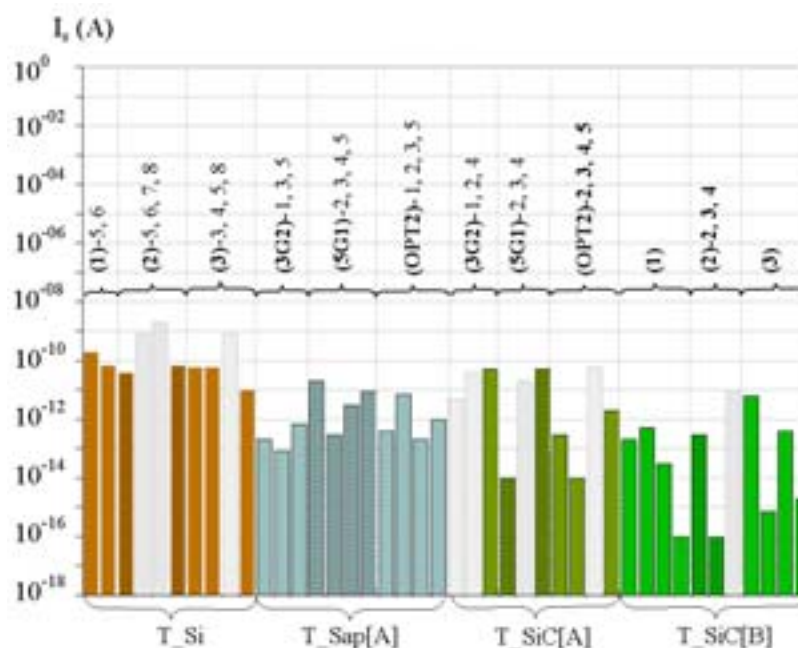


Figure II.33 : Courant de saturation  $I_s$  de la diode grille-source des HEMTs étudiés pendant ces travaux

On constate sur la figure II.32 que le composant T\_SiC[A]-(OPT2)-2 ainsi que les composants T\_Sap[A]-(OPT2) présentent les plus faibles valeurs de facteur d'idéalité. Les résultats en gris clair correspondent à des valeurs du facteur d'idéalité supérieures à 2.

On constate sur la figure II.33 que les composants de la technologie T\_Si présentent les courants de saturation de la diode les plus élevés. Les composants de la technologie T\_SiC[B] présentent les courants de saturation les plus faibles, et un facteur d'idéalité du même ordre de



grandeur que celui des composants T\_Sap[A] et T\_SiC[A]. En ce qui concerne la technologie T\_Sap[B], étant donné le faible nombre de composants disponibles, nous n'avons pas pris le risque d'appliquer des tensions  $V_{GS} > 0,5$  V. Or, comme on peut le voir sur les caractéristiques d'entrée de cette technologie présentées en annexe, à  $V_{GS} < 0,5$  V, l'effet thermo-ionique n'est pas prédominant, et l'extraction de n et de  $I_S$  n'est donc pas possible.

#### II.4.4.2 Extraction de la hauteur de la barrière de potentiel $\phi_B$

Le but de cette extraction est de déterminer la hauteur de la barrière de potentiel de la diode. L'équation II.25 donne l'expression du courant de saturation de la diode :

$$I_S = AA^*T^2 \exp\left(\frac{-q\phi_B}{kT}\right) \quad \text{Eq. II.23}$$

Où A est l'aire du contact Schottky,  $A^*$  est la constante effective de Richardson.

La constante effective de Richardson est donnée par :

$$A^* = \frac{2\pi q m^* k^2}{\hbar^3} \quad \text{Eq. II.24}$$

Où  $\hbar$  est la constante de Planck, et  $m^*$  la masse effective de l'électron dans le semi-conducteur. La masse effective de l'électron dans AlN vaut  $m^*=0,35 m_0$ . Dans GaN, la masse effective de l'électron vaut  $m^*=0,22 m_0$ . Pour déterminer la valeur de  $m^*$  dans AlGaIn, on suppose que l'évolution de la masse effective de l'électron est linéaire en fonction de la fraction molaire d'aluminium m [QIA00]. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$m_{AlGaIn}^*(m) = (0,22 + 0,13m)m_0 \quad \text{Eq. II.25}$$

$\phi_B$  est extrait à partir de l'équation suivante :

$$\phi_B = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{AA^*T^2}{I_S}\right) \quad \text{Eq. II.26}$$

La figure II.34 présente la valeur de la barrière de potentiel  $\phi_B$  de la diode grille-source des HEMTs étudiés pendant ces travaux :

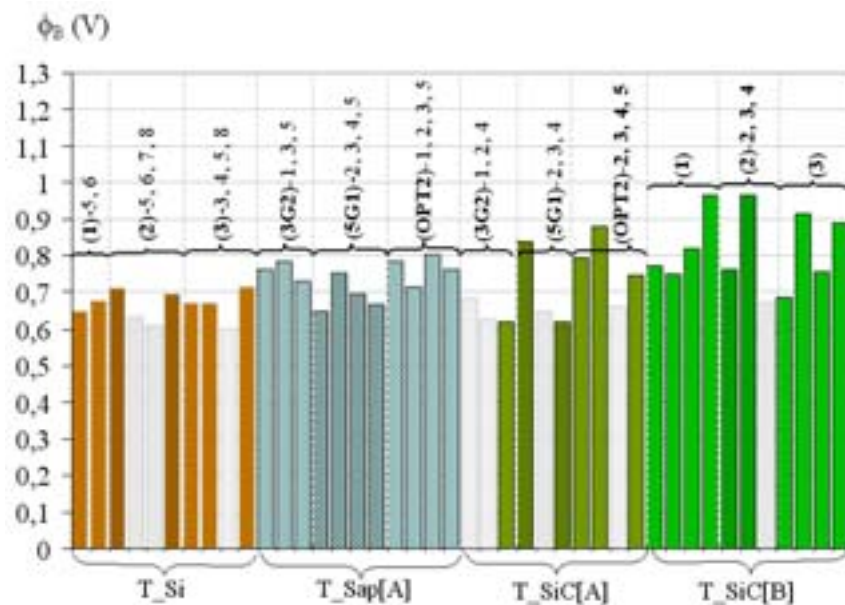


Figure II.34 : Barrière de potentiel  $\phi_B$  de la diode grille-source des HEMTs étudiés pendant ces travaux

On constate que les composants de la technologie T\_SiC[B] présentent les plus hautes valeurs de barrière de potentiel. Sur l'ensemble des composants des cinq technologies étudiées, les composants qui présentent les meilleurs facteurs d'idéalité  $n$  présentent également les barrières de potentiel les plus grandes.

#### II.4.5 Extraction de la densité de puissance et de la charge optimale

Ce paragraphe est consacré à l'extraction, à partir des résultats des mesures statiques, des valeurs de puissance de sortie et de charge optimale des HEMTs étudiés.

La puissance de sortie d'un HEMT s'obtient comme :

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{8} I_{\text{max}} (V_{\text{Bgd}} - V_{\text{dsat}}) \quad \text{Eq. II.27}$$

$V_{\text{Bgd}}$  est la tension de claquage grille-drain,  $V_{\text{dsat}}$  est la tension drain-source à partir de laquelle le dispositif entre en régime de saturation, et  $I_{\text{max}}$  est le courant de drain maximal. Si on exprime  $I_{\text{max}}$  en densité de courant (A/mm), on obtient la densité de puissance de sortie  $P_{\text{out}}$ , en W/mm.

La charge optimale  $R_{\text{opt}}$  est définie comme :

$$R_{\text{opt}} = \frac{(V_{\text{Bgd}} - V_{\text{dsat}})}{I_{\text{max}}} \quad \text{Eq. II.28}$$

Le tableau II.7 présente les résultats obtenus pour une polarisation de grille nulle sur les composants les plus performants de chaque technologie :

Composant :	$I_{\max}$ (A/mm)	$V_{dsat}$ (V)	$V_{Bgd}$ (V)*	$P_{out}$ (W/mm)	$R_{opt}$ ( $\Omega$ /mm)
T_Si-(1)-4 (Av. E)	0,18	6	50	1,2	295
T_Si-(1)-4 (Ap. E)	0,06	3,2	50	0,4	950
T_Sap[A]-(3G2)-3	0,516	5,2	60	3,5	106
T_Sap[B]-(1)	0,557	3	50	4	102
T_SiC[A]-(3G2)-1	0,695	6,5	60	4,6	77
T_SiC[B]-(1)-3	1,129	6,4	50	6,1	39

Tableau II.7 : Densité de puissance de sortie et charge optimale du HEMT le plus performant de chaque technologie (\* données technologues) (Av. E : Avant Encapsulation ; Ap. E : Après Encapsulation)

On constate la supériorité de la technologie T\_SiC[B] face aux autres technologies.

Un facteur qui fait chuter la puissance de sortie en régime dynamique est la capacité  $C_{DS}$ . A titre d'exemple, dans les travaux de J. Xu, qui porte sur des HEMTs réalisés sur substrat saphir, la charge optimale vaut 32  $\Omega$ /mm, et  $C_{DS} = 0,3\text{pF/mm}$ . La puissance de sortie chute de manière significative lorsque la fréquence de fonctionnement vaut :

$$f = \frac{1}{2\pi R_{opt} C_{DS}} \quad \text{Eq. II.29}$$

Ainsi,  $C_{DS}$  doit être compensée par un dessein de circuit optimisé, en utilisant par exemple un réseau LC [XU04].

#### II.4.6 Extraction des résistances parasites et de la résistance du canal ouvert

L'extraction des valeurs des différentes résistances parcourues par le courant  $I_{DS}$  est d'une grande importance, car ces données sont indispensables pour mener à bien l'étude portant sur la localisation des différentes sources de bruit responsables du bruit aux basses fréquences en courant de drain en fonction de la polarisation du composant, comme nous le verrons au troisième chapitre.

La méthode utilisée pour extraire ces paramètres est inspirée de la méthode de Fukui [FUK79]. La résistance du canal sous la grille  $R_{CH}$  en fonction de la tension  $V_{GS}$  est déterminée par la modulation de la zone de charge d'espace sous la grille. Le courant qui circule dans le canal doit être faible pour minimiser son influence sur cette zone. Par conséquent, on se place aux faibles  $V_{DS}$  (autour de 60 mV) pour utiliser cette méthode. Ainsi, le courant de grille est négligeable et la variation de la zone de charge d'espace se fait uniquement dans la direction perpendiculaire à la surface. La méthode consiste alors à représenter  $R_{DS}$  en fonction d'un paramètre appelé  $X_f$ , donné dans l'équation suivante :

$$X_f = \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{\phi_B - V_{GS}}{\phi_B + V_{th}}}} \tag{Eq. II.30}$$

Le graphe obtenu est supposé être une droite. Dans ce cas, nous avons :

$$R_{DS}(X_f) = (R_S + R_D) + R_{CH} X_f \tag{Eq. II.31}$$

Où  $(R_S + R_D)$  sont les résistances parasites de source et de drain, définies précédemment, et  $R_{CH}$  la résistance du canal sous la grille. L'extrapolation à  $X_f = 0$  donne la somme des résistances parasites  $(R_S + R_D)$ , et  $R_{CH}$  est donné par le coefficient directeur de la droite obtenue. Le point faible de cette méthode est la dépendance sensible du résultat en fonction de la tension de seuil  $V_{th}$  utilisée, qui se repercute sur la précision des résultats [ZIM92].

Les figures II.35, II.36 et II.37 présentent les résultats de l'extraction des résistances  $R_{CH}$  et  $R_S + R_D$  à partir de la méthode de Fukui obtenus respectivement sur plusieurs composants des technologies T\_Sap[A], T\_SiC[A] et T\_SiC[B].

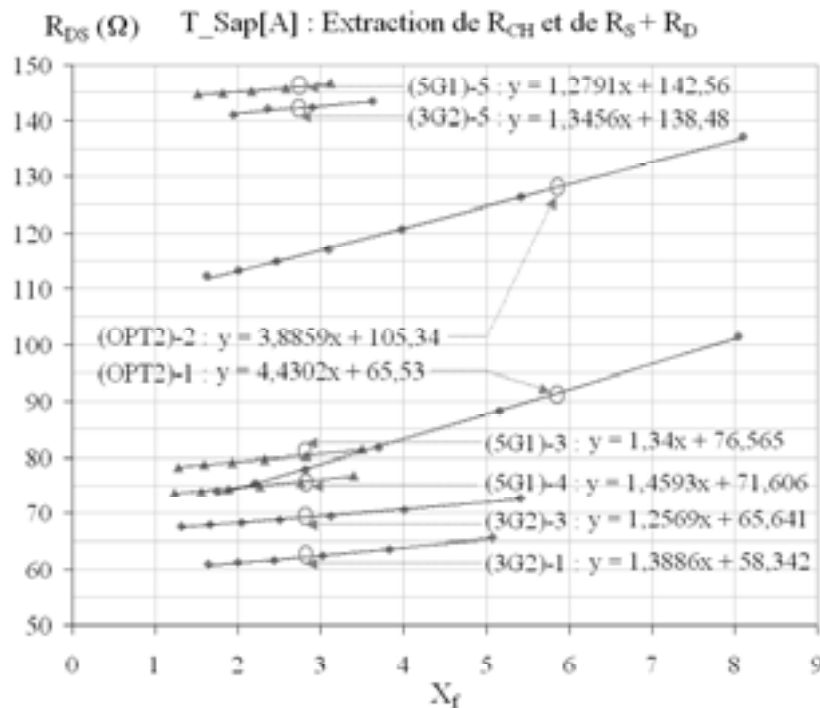


Figure II.35 : Extraction de  $R_{CH}$ ,  $R_S$  et  $R_D$  par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie T\_SiC[A]

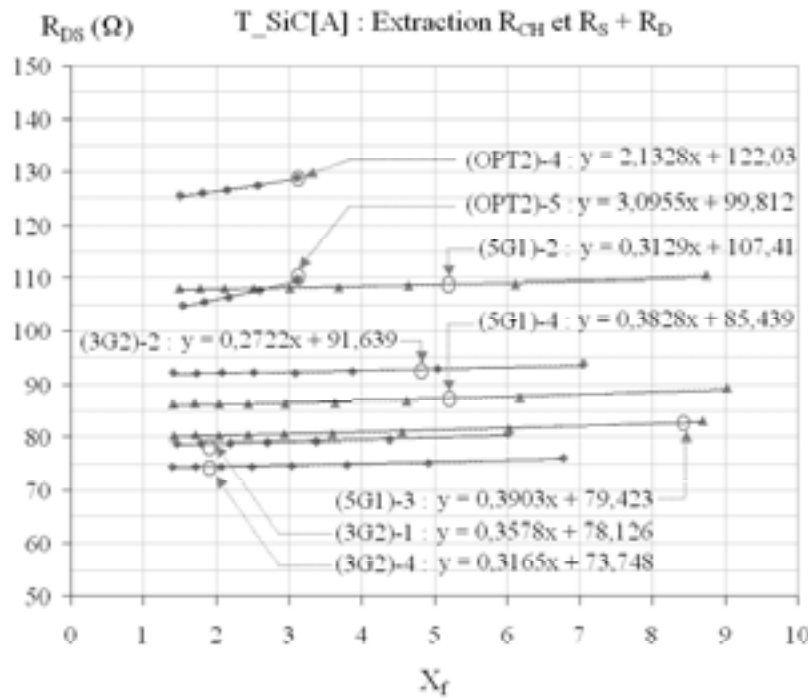


Figure II.36 : Extraction de  $R_{CH}$ ,  $R_S$  et  $R_D$  par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie  $T\_SiC[A]$

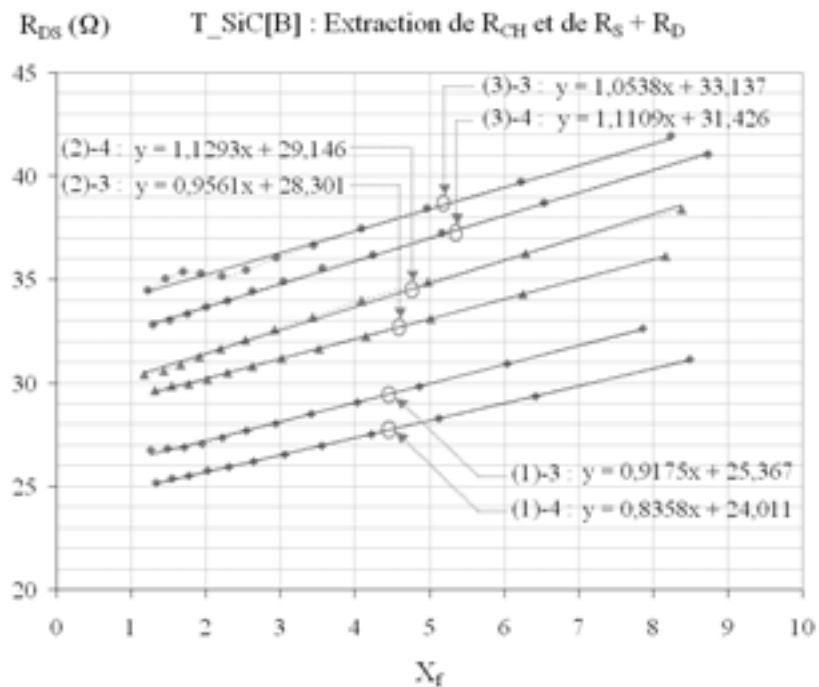


Figure II.37 : Extraction de  $R_{CH}$ ,  $R_S$  et  $R_D$  par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie  $T\_SiC[A]$

En ce qui concerne les technologies  $T\_Sap[A]$  et  $T\_SiC[A]$  (figures II.35 et II.36), on constate que les composants de type (OPT2) présentent des résistances  $R_{CH}$  plus élevées que leurs homologues de type (3G2) et (5G1). Ce résultat est logique puisque la longueur de grille  $L_G$  des HEMTs de type (OPT2) est cinq fois plus grande que la longueur de grille  $L_G$  des

HEMTs de type (3G2) et (5G1). En théorie, nous devrions observer pour les composants d'une même technologie  $R_{CH(OPT2)} = 5 \times R_{CH(3G2)} = 5 \times R_{CH(5G1)}$ , ce qui n'est pas vérifié en pratique, même si cette tendance est retrouvée. Les raisons probables sont l'incertitude de la méthode et l'incertitude des dimensions exactes des composants. L'espace drain-source  $L_{DS}$  des HEMTs de type (3G2) vaut  $3\mu\text{m}$  et l'espace drain-source  $L_{DS}$  des HEMTs de type (5G1) vaut  $5\mu\text{m}$ . Nous pouvons vérifier aux figures II.35 et II.36 que, pour les composants issus d'une même puce, les résistances parasites des HEMTs de type (3G2) sont plus faibles que les résistances parasites des HEMTs de type (5G1).

En ce qui concerne les composants de la technologie T\_SiC[B], on constate que les valeurs extraites de  $R_{CH}$ , pour ces composants qui ont une longueur de grille  $L_G$  indentique de  $0,25\mu\text{m}$ , sont du même ordre de grandeur. On constate bien l'augmentation de la valeur des résistances parasites lorsque l'espace drain-source  $L_{DS}$  augmente.

La figure II.38 présente les résultats de l'extraction des résistances  $R_{CH}$  et  $R_S + R_D$  à partir de la méthode de Fukui obtenus sur la technologie T\_Si.

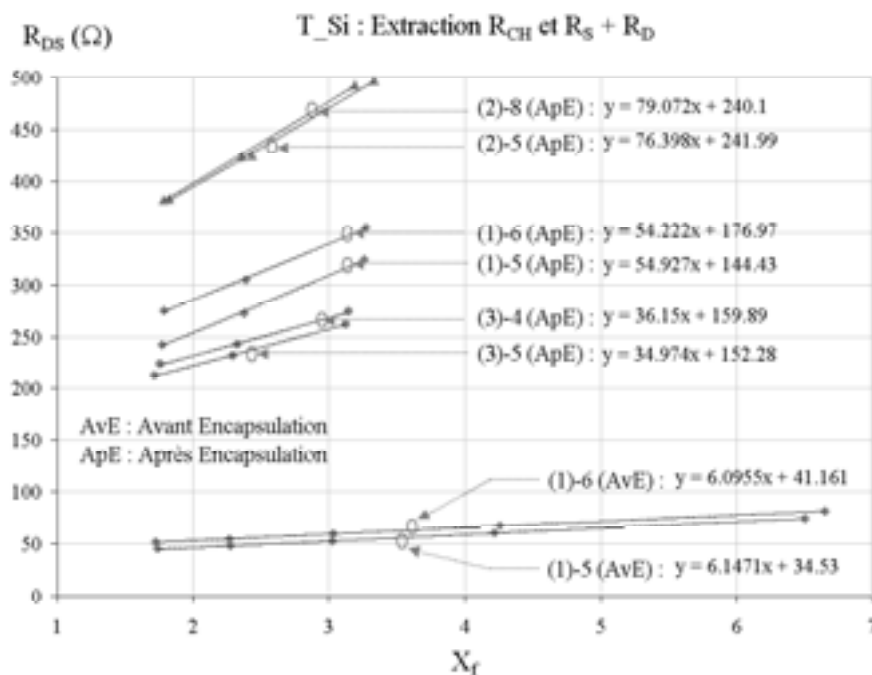


Figure II.38 : Extraction de  $R_{CH}$ ,  $R_S$  et  $R_D$  par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie T\_Si

On constate pour les composants mesurés après l'étape d'encapsulation que les HEMTs qui présentent le plus grand espace drain-source (type(2)) ont les valeurs de  $R_S + R_D$  les plus élevées. Les différentes valeurs de  $R_{CH}$  sont cohérentes si l'on considère les dimensions respectives des contacts Schottky des composants.

La comparaison des deux composants mesurés avant et après encapsulation révèle une augmentation importante de la résistance  $R_{CH}$ . D'autre part, si les valeurs extraites pour les

deux composants avant encapsulation sont cohérentes (en considérant les dimensions des composants), ce n'est pas le cas pour les composants mis en boîtier. En effet, si l'on cherche à déterminer la résistance totale du canal pour le composant T\_Si-(1)-5 (en faisant l'hypothèse que les propriétés de conduction sont identiques dans le canal recouvert et non recouvert par la grille) avant et après encapsulation, il vient :

$$\text{Avant Encapsulation : } R_{sg} + R_{CH} + R_{gd} = 6 \times R_{CH} = 6 \times 6,147 = 36,9 \Omega < R_{DS} = 45 \Omega$$

$$\text{Après Encapsulation : } R_{sg} + R_{CH} + R_{gd} = 6 \times R_{CH} = 6 \times 54,93 = 329 \Omega > R_{DS} = 243 \Omega$$

Le résultat obtenu après encapsulation n'est plus cohérent si l'on se base sur les dimensions d'origine du composant. Etant donné que les caractéristiques des contacts Schottky sont restées inchangées avant et après encapsulation, nous pouvons suspecter une diffusion de la métallisation des contacts ohmiques dans le semi-conducteur, modifiant les dimensions d'origine des composants. Cette hypothèse mériterait d'être vérifiée à travers une analyse de défaillance.

En ce qui concerne la technologie T\_Sap[B], nous ne pouvons pas utiliser la méthode de Fukui puisque l'extraction de  $V_{bi}$  n'a pas été réalisée. En nous inspirant de la méthode utilisée pour extraire la valeur des résistances des contacts ohmiques de structures TLM, nous pouvons obtenir une estimation des résistances parasites  $R_S$  et  $R_D$ , ainsi que de la résistance du canal sous la grille  $R_{CH}$ , à condition de considérer que les résistances  $R_{cs}$ ,  $R_{cd}$ ,  $R_s$  et  $R_d$  sont identiques pour les deux composants. Une autre hypothèse est que le dépôt du contact Schottky ne change pas les propriétés de conduction dans le canal sous la grille. Le composant T\_Sap[B]-(1) a un espace drain-source de  $3\mu\text{m}$  et une résistance  $R_{DS}$  en régime ohmique à  $V_{GS} = 0\text{V}$  de  $20\Omega$ . Le composant T\_Sap[B]-(2) a un espace drain-source de  $6\mu\text{m}$  et une résistance  $R_{DS}$  en régime ohmique à  $V_{GS} = 0\text{V}$  de  $35\Omega$ . Si l'on reporte sur un même graphe l'évolution des deux valeurs de  $R_{DS}$  en fonction de l'espace drain-source, l'extrapolation à  $L_{DS} = 0\mu\text{m}$  nous donne la valeur de  $(R_{cs}+R_{cd}+R_s+R_d)$ . Il est alors possible de déterminer la résistance du canal sur toute sa longueur  $(R_{sg}+R_{CH}+R_{gd})$ , et finalement d'extraire la valeur de  $R_{CH}$  et de  $R_S + R_D$ . Le tableau II.8 présente les résultats obtenus :

Composant	$R_{DS}$ ( $\Omega$ )	$(R_{cs}+R_{gd}+R_s+R_d)$ ( $\Omega$ )	$(R_s+R_d+R_{CH})$ ( $\Omega$ )	$R_{CH}$ ( $\Omega$ )	$(R_S + R_D)$ ( $\Omega$ )
T_Sap[B]-(1)	20	5	15	2,5	17,5
T_Sap[B]-(2)	35	5	30	10	25

Tableau II.8 : Extraction des résistances  $R_{CH}$  et  $R_S + R_D$  pour les deux HEMTs de la technologie T\_Sap[B]

Ces résultats sont à prendre avec la plus grande prudence, car l'incertitude de la méthode est grande, puisque nous n'avons que deux composants à notre disposition.

### II.4.7 Paramètres statiques du HEMT le plus performant de chaque technologie

Le tableau II.9 présente les valeurs des paramètres statiques extraits précédemment pour un des composants les plus performants ( $R_{DS}$  &  $I_{DSS}$ ) de chaque technologie.

	T_Si-(3)-7	T_Sap[A]-(3G2)-3	T_SiC[A]-(3G2)-1	T_Sap[B]-(1)	T_SiC[B]-(1)-3
$V_{th}$ (V)	-3,3	-4,2	-6,3	-2,7	-6,8
$R_{DS}$ ( $\Omega$ )	190	68	79	20	27
$I_{dss}$ (mA/mm)	118	516	695	557	1129
$g_m$ (mS/mm)	40	144	110	234	163
$I_S$ (A)	$2 \times 10^{-08}$	$8 \times 10^{-14}$	$5 \times 10^{-12}$	-	$3 \times 10^{-14}$
$n$	3,8	1,46	2,21	-	1,49
$\phi_B$ (V)	0,52	0,78	0,68	-	0,82
$P_{out}$ (W/mm)	0,4	3,5	4,6	4	6,1
$R_{opt}$ ( $\Omega$ /mm)	900	106	77	102	39

Tableau II.9 : Paramètres statiques des meilleurs composants de chaque technologie

### II.4.8 Effets parasites : impact sur les performances statiques

#### II.4.8.1 Effet de la température

Les figures II.39 et II.40 présentent respectivement l'évolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie et du courant de fuite de grille en fonction de  $V_{DS}$  pour différentes valeurs de polarisation de grille pour le composant T\_SiC[A]-(5G1)-2 :

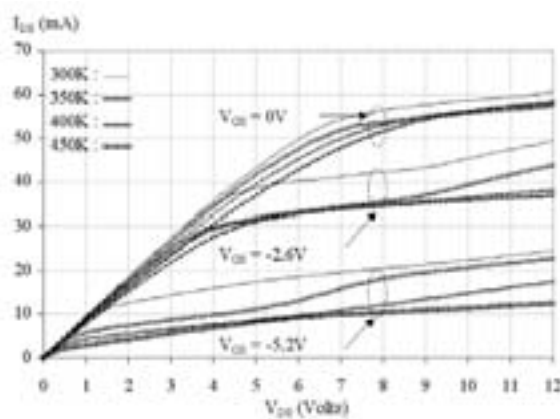


Figure II.39 : Evolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie pour le composant T\_SiC[A]-(5G1)-2

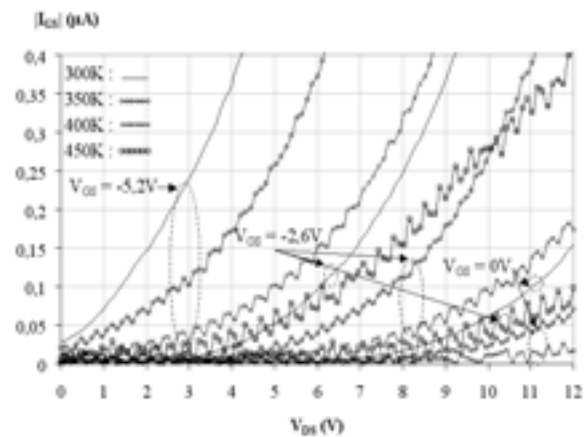


Figure II.40 : Evolution en fonction de la température de  $|I_{GS}|$  pour le composant T\_SiC[A]-(5G1)-2

On observe sur la figure II.39 une chute du courant de saturation de drain de 5% lorsque la température varie de 300 à 450 K. Quand la température augmente, la mobilité des porteurs dans le canal diminue, ce qui explique la diminution du courant de drain, ainsi que



l'augmentation de la résistance  $R_{DS}$ . On observe également le déplacement de l'effet de coude vers les plus fortes valeurs de  $V_{DS}$ , ce qui permet d'attribuer l'effet de coude à l'effet de pièges dans le composant. Pourtant, selon S. Nuttinck, l'effet de coude fréquemment observé dans les HEMTs basés sur GaN n'est pas forcément lié à l'influence de pièges profonds [NUT02]. Dans les travaux de S. Nuttinck, les mesures statiques sont réalisées point par point. Les points de mesures sont réalisés toutes les deux minutes, de manière à laisser le temps aux porteurs de se dé-piéger. Malgré cela, l'effet de coude est toujours présent. Le HEMT étudié est réalisé sur une couche tampon en AlN, caractérisée par une grande résistivité, de  $1 \times 10^{14} \Omega \cdot \text{cm}^{-1}$ , et une faible permittivité diélectrique, de l'ordre de  $\epsilon_{r\text{AlN}} = 8,5$ . Le composant est donc réalisé sur une couche isolante. Etant isolé du substrat, le HEMT intrinsèque a des propriétés similaires aux dispositifs SOI (Silicon On Insulator). Comme pour ces derniers, l'effet de coude est expliqué par la différence de potentiel « body »-source  $V_{BS}$ , qui fonction de la tension  $V_{DS}$ , modifie la valeur de  $V_{GS}$ . Ce mécanisme est appelé « *Floating Body Effect* ». Cependant, ces travaux n'expliquent pas l'influence de la température sur l'effet de coude, et nous conservons donc l'hypothèse de l'influence de pièges pour expliquer l'effet de coude observé sur certaines de nos technologies.

On observe sur la figure II.40 une diminution des courants de fuite de grille avec l'augmentation de la température.

La figure II.41 présente l'évolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie du composant T\_Sap[A]-(3G2)-3, et la figure II.42 celle du courant de fuite du composant T\_Sap[A]-(3G2)-3 en fonction de  $V_{DS}$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$  :

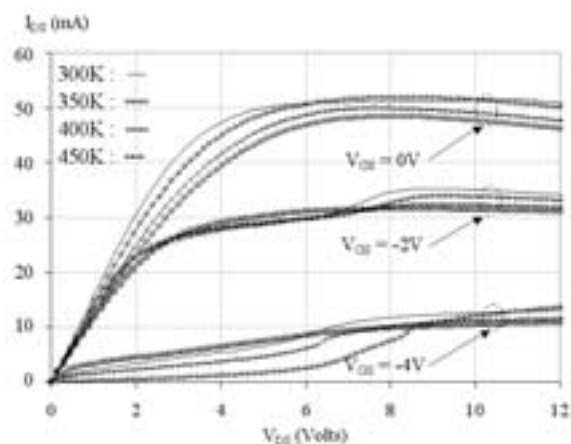


Figure II.41 : Evolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie pour le composant T\_Sap[A]-(3G2)-3

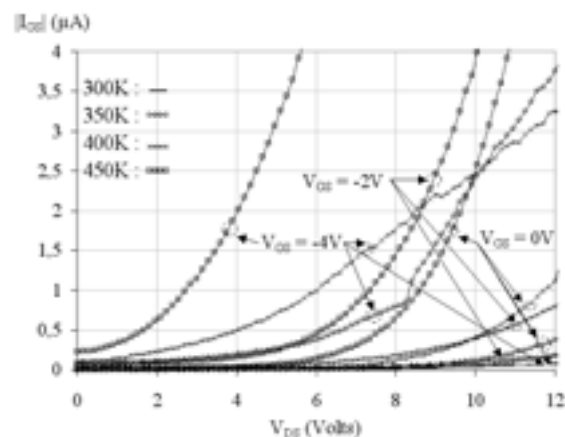


Figure II.42 : Evolution en fonction de la température de  $|I_{GS}|$  pour le composant T\_Sap[A]-(3G2)-3

On observe sur la figure II.41 une diminution du courant de saturation de drain de 10% lorsque la température varie de 300 à 450 K. Cette diminution est supérieure à celle observée pour la technologie T\_SiC[A], et peut être attribuée à la plus faible conductivité thermique du saphir. Dans le cas des travaux de M. Akita, qui portent sur des HEMTs sur substrat saphir, la chute du courant de drain est plus importante, puisqu'elle atteint 35% lorsque la température

varie de 296 à 460 K. L'effet de coude détecté à 300K se décale avec la température, vers les tensions drain-source plus élevées. Lorsque la température atteint 450K, l'effet de coude se situe au delà de 12 V. Enfin, on remarque que pour  $V_{GS} < 0V$ , la diminution de  $I_{DS}$  avec l'augmentation de la température est plus importante pour le composant de la technologie T\_SiC[A] que pour celui de la technologie T\_Sap[A].

On observe sur la figure II.42, que contrairement à la technologie T\_SiC[A], le courant de fuite de grille augmente avec la température. Ce résultat a déjà été obtenu par l'équipe de B. J. Ansell. Leurs travaux portent sur des HEMTs AlGaN/GaN avec des grilles en Pt/Ti. Une des hypothèses souvent proposée pour expliquer l'origine du courant de fuite de la grille est le transport vertical par effet tunnel des électrons du canal, à travers la couche AlGaN, qui se manifeste par une dépendance linéaire de  $I_{GS}$  avec  $V_{DS}$ . Dans notre cas, comme dans celui de B. J. Ansell, l'effet tunnel ne peut expliquer l'augmentation du courant de fuite avec la température. Par contre, le mécanisme de conduction par 'sauts' lié à la présence de pièges situés à l'interface AlGaN/passivation présente une dépendance positive avec la température, et peut expliquer l'augmentation du courant de fuite avec la température [ANS01].

Nous constatons donc une évolution différente du courant de fuite sur les technologies T\_SiC[A] et T\_Sap[A], qui ne diffèrent entre elles que par la nature de leur substrat. D'autres mécanismes doivent donc rentrer en jeu dans l'explication du courant de fuite des HEMTs sur GaN, comme par exemple une conduction dans la couche tampon.

#### II.4.8.2 Effet du sens de variation de $V_{GS}$

Les réseaux de sortie ont été mesurés dans les mêmes conditions en changeant le sens de variation de  $V_{GS}$ , c'est à dire en allant soit du pincement au régime canal ouvert, soit du régime canal ouvert au pincement. Les figures II.43, II.44, II.45 et II.46 présentent respectivement les caractéristiques de sortie d'un composant des quatre technologies étudiées dans le cadre du contrat avec l'ESA.

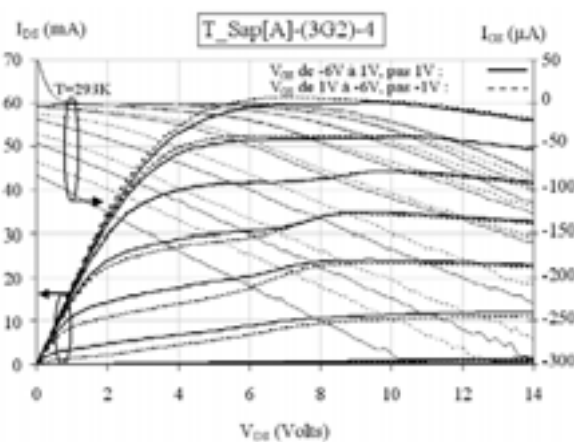


Figure II.43 : Evolution des caractéristiques de sortie du T\_Sap[A]-(3G2)-4 en fonction du pas de  $V_{GS}$

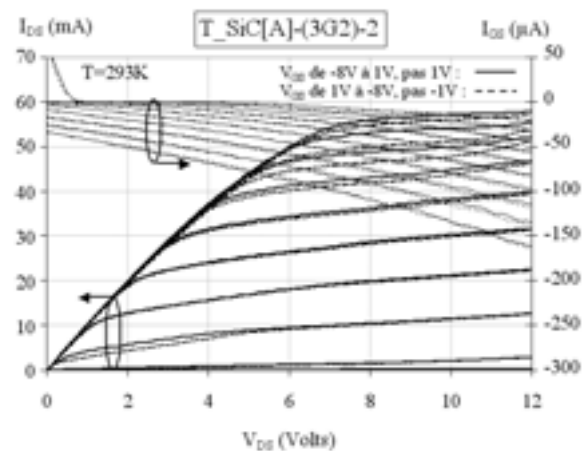


Figure II.44 : Evolution des caractéristiques de sortie du T\_SiC[A]-(3G2)-2 en fonction du pas de  $V_{GS}$

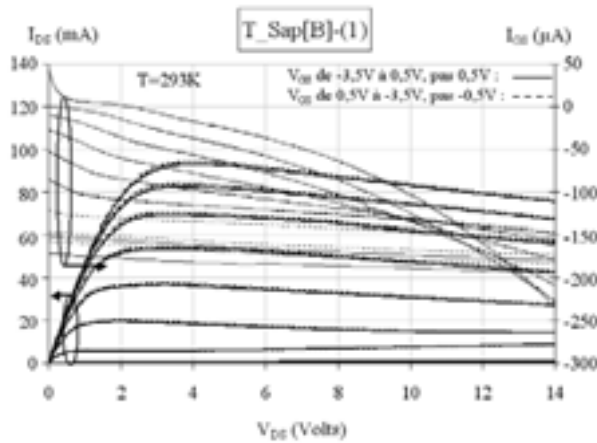


Figure II.45 : Evolution des caractéristiques de sortie du T\_Sap[B]-(1) en fonction du pas de  $V_{GS}$

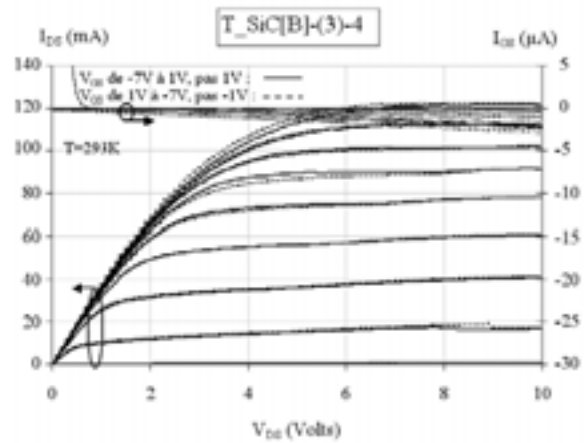


Figure II.46 : Evolution des caractéristiques de sortie du T\_SiC[B]-(3)-4 en fonction du pas de  $V_{GS}$

On peut constater que la technologie T\_Sap[A] semble être la plus sensible au sens de variation de  $V_{GS}$ . L'équipe de J. H. Kim a trouvé des résultats similaires pour des HEMTs réalisés par MOCVD sur substrat saphir. Deux types d'échantillons ont été réalisés, en utilisant deux pressions différentes (150 et 200 Torr) lors de l'épitaxie de la couche AlGaIn. La différence de pression entraîne un changement dans la propagation des dislocations suivant l'axe c (perpendiculaire à la surface), ce qui se traduit à la surface par la formation de défauts différents. Les composants réalisés à 150 Torr sont les plus sensibles au sens de variation de  $V_{GS}$ . Ce comportement est attribué à la présence de pièges engendrés par les lignes de dislocations [KIM01].

Les dispersions observées suivant le sens de variation de  $V_{GS}$  peuvent également être expliquées par l'hypothèse suivante. A la surface du composant, des charges dues à la polarisation piézoélectrique peuvent être capturées par des pièges situés entre la grille et le drain, cette zone prenant alors le nom de "grille virtuelle". La "grille virtuelle" bloque des charges, ce qui empêche l'ouverture complète du canal [DAU01].

### II.4.8.3 Effet de la lumière

Nous avons également réalisé des mesures statiques sous différentes conditions d'illumination, en utilisant une lampe de 100W.

Les figures II.47 et II.48 présentent respectivement les caractéristiques de sortie du HEMT T\_SiC[A]-(5G1)-2 et les caractéristiques de sortie du HEMT T\_Sap[A]-(3G2)-5, mesurées en obscurité et sous illumination.

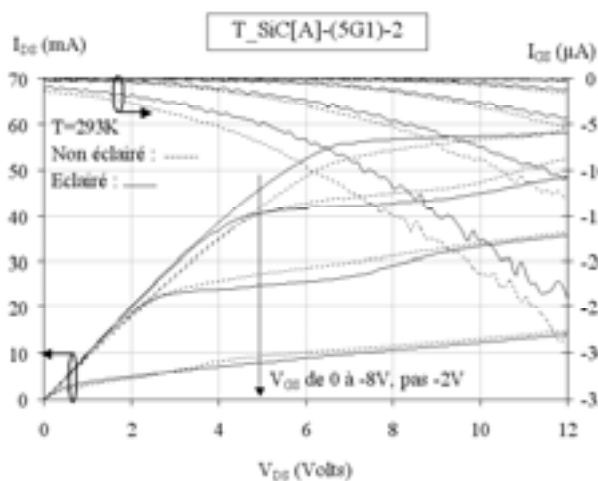


Figure II.47 : Evolution des caractéristiques de sortie du composant T\_SiC[A]-(5G1)-2 sous lumière blanche

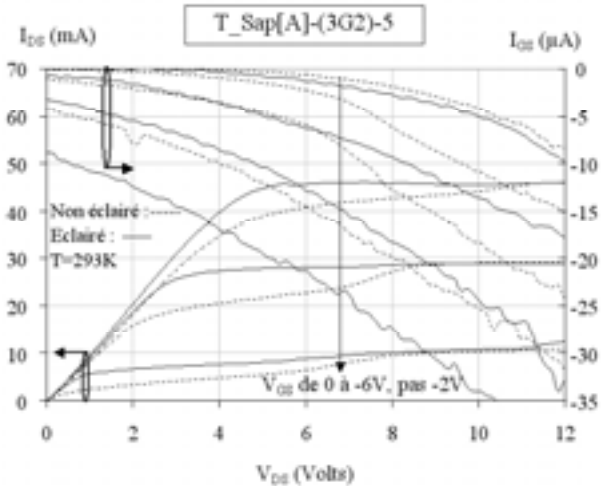


Figure II.48 : Evolution des caractéristiques de sortie du composant T\_Sap[A]-(3G2)-5 sous lumière blanche

Pour les deux composants étudiés, on constate sous illumination une amélioration globale du réseau de sortie, avec une augmentation du courant de saturation, et la disparition de l'effet de coude, qui traduit l'émission d'électrons par des pièges situés probablement en surface. Plusieurs travaux montrent une amélioration des caractéristiques de sortie sous illumination [AUG01][MIZ02]. Dans les travaux de T. Mizutani, les composants sont réalisés sur substrat Saphir par MOCVD et sont mesurés en étant éclairés avec une énergie lumineuse inférieure à la valeur de la bande interdite du GaN. Le banc de mesure leur permet de cibler la zone du composant à éclairer, ce qui les a conduit à suspecter la présence d'états de surfaces dans la région grille-drain, comme étant responsables de la diminution du courant de drain. Une passivation avec une couche de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  a permis de faire disparaître ce comportement [MIZ02][MIZ03]. Rappelons que les composants de la technologie T\_SiC[A] et T\_Sap[A] sont passivés.

En ce qui concerne l'évolution du courant de fuite de grille, on constate un comportement différent pour les deux composants, comme dans le cas de l'étude menée en fonction de la température. Pour le composant T\_SiC[A]-(5G1)-2, le courant de fuite de grille diminue sous illumination, tandis que pour le composant T\_Sap[A]-(3G2)-5, le courant de fuite augmente sous illumination. Les travaux de B. J. Ansell montrent également une augmentation du courant de fuite sous illumination [ANS01].

## II.5 Performances fréquentielles : $f_t$ et $f_{\max}$

Les résultats présentés dans ce paragraphe n'ont pas été obtenus au laboratoire IXL, mais ont été fournis par les notes techniques du contrat avec l'ESA.

La fréquence de transition  $f_t$  est la fréquence à laquelle le gain en courant en court circuit devient unitaire. Son expression est donnée par :

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})} \quad \text{Eq. II.32}$$

Pour obtenir une augmentation de  $f_t$ , il faut une transconductance  $g_m$  aussi élevée que possible, et des capacités liées à la grille ( $C_{GS} + C_{GD}$ ) minimales.

$f_{max}$  correspond à la fréquence à laquelle le gain en puissance du composant devient unitaire. Son expression est donnée par :

$$f_{max} = \frac{f_t}{2 \sqrt{\left( \frac{R_G + R_S + R_D}{R_{DS}} \right) + (2\pi f_t R_G C_{GD})}} \quad \text{Eq. II.33}$$

Pour augmenter  $f_{max}$ , il faut augmenter  $f_t$ , et obtenir des résistances de source, de drain et de grille aussi faibles que possible. Les grilles en forme de champignon sont fréquemment utilisées pour réduire la résistance de la grille.

Le tableau II.10 présente les valeurs de  $f_t$  et de  $f_{max}$  pour un HEMT de type 3G2 des deux technologies T\_Sap[A] et T\_SiC[A] à  $T = 25$  &  $150$  °C, pour un HEMT T\_SiC[B]-(1) ainsi que pour un HEMT T\_Sap[B] à  $T = 25$  °C [ESA01][ESA04].

Composants	Température (°C)	$f_t$ (GHz)	$f_{max}$ (GHz)
T_Sap[A]-(3G2) ( $V_{DS}=10V$ , $V_{GS}=-4V$ )	25	31	86,6
	150	13	37,7
T_SiC[A]-(3G2) ( $V_{DS}=20V$ , $V_{GS}=-5V$ )	25	33,5	83,5
	150	30,4	75,6
T_SiC[B]-(1)	25	35	80 à 110
T_Sap[B]-(1)	25	16	38

Tableau II.10 : Valeurs mesurées de  $f_t$  et de  $f_{max}$  pour des composants de type 3G2 des technologies T\_SiC[A] et T\_Sap[A] à 25 et 150 °C, d'un composant T\_Sap[B]-(1) et T\_SiC[B]-(1) à 25 °C [ESA02][ESA04]

Si les performances dynamiques à température ambiante sont proches pour les deux composants des technologies T\_Sap[A] et T\_SiC[A], on constate cependant que celles de la technologie T\_Sap[A] sont fortement dégradées à 150°C. Cette technologie, de par l'utilisation du saphir comme substrat, paraît moins adaptée pour les applications aux hautes températures. Des résultats identiques sur des HEMTs réalisés sur substrat saphir ont été montrés par l'équipe de M. Akita [AKI01]. A température ambiante, le composant de la technologie T\_Sap[B] présente les moins bonnes performances, tandis que le composant de la technologie T\_SiC[B] présente les meilleures valeurs de  $f_{max}$ , pouvant atteindre 110 GHz.

## II.6 Conclusion

Ce deuxième chapitre avait pour but de présenter les différentes filières étudiées pendant ces travaux, aussi bien, leurs caractéristiques technologiques, que leurs performances électriques. La technologie T\_Si, présentant de fortes valeurs de courant de fuite de la grille, a vu ses performances dégradées après l'encapsulation, et est la moins performante des cinq technologies. La technologie T\_SiC[A] est pénalisée par une résistance de contact ohmique anormalement élevée, notamment par rapport à la technologie T\_Sap[A]. Ces deux technologies présentent cependant de bonnes performances. La technologie T\_Sap[B], réalisée par MBE, présentent des performances très élevées, puisque de tous les composants étudiés pendant ces travaux, le composant T\_Sap[B]-1 présente la résistance drain-source  $R_{DS}$  en régime ohmique la plus faible, ainsi que la transconductance la plus élevée. Ce composant présente de plus une tension de seuil  $V_{TH}$  de petite valeur, et un courant de saturation de drain élevé. La technologie T\_SiC[B] est la plus performante, avec une densité de puissance de sortie espérée de 6,1 W/mm, et une charge optimale de 39  $\Omega$ /mm. En conclusion, les technologies réalisées sur substrat saphir sont pénalisées par la faible conductivité thermique de ce substrat, qui se traduit par des effets d'auto-échauffement qui entraînent une réduction du courant de drain pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$ . Si les technologies sur substrat SiC ne souffrent pas de ce problème, nous avons cependant constaté qu'elles étaient caractérisées par des valeurs absolues de tension de seuil plus élevées que celles obtenues pour les technologies sur substrat saphir.

En ce qui concerne les effets parasites, nous avons constaté une diminution respective de 10 % et de 5 % du courant de saturation de drain lorsque la température varie de 300 K à 450 K sur les technologies T\_Sap[A] et T\_SiC[A]. Cette différence de comportement en fonction de la température est attribuée à la différence de conductivité thermique des deux substrats. En ce qui concerne l'influence du sens de variation de  $V_{GS}$  sur le réseau de sortie des composants, c'est la technologie T\_Sap[A] qui est la plus sensible. Enfin, les mesures statiques réalisées sous illumination montrent une augmentation du courant de drain pour la technologie T\_Sap[A] comme pour la technologie T\_SiC[A]. Egalement, les effets de coude sont plus prononcés sur les composants de la technologie T\_Sap[A] que sur les composants de la technologie T\_SiC[A], à température ambiante. On peut supposer une différence entre les effets des pièges ou les effets des états de surface d'une technologie à l'autre. Celle-ci peut aussi être à l'origine des comportements différents observés sur le courant de fuite de grille lorsque les composants sont mesurés à différentes températures.

Enfin, les performances fréquentielles montrent la supériorité de la technologie T\_SiC[B], avec une fréquence de transition  $f_t$  de 35 GHz, et une fréquence  $f_{max}$  de 110 GHz.

## II.7 Références du chapitre II

- [AKI01] : **Temperature Dependence of High-Frequency Performances of AlGaIn/GaN HEMTs.** M. Akita, K. Kishimoto, and M. Mizutani. *Phys. Stat. Sol. (a)*, Vol. 188, No. 1, pp. 207-211, 2001.
- [ANS01] : **The effect of Surface Passivation and Illumination on the Devices Properties of AlGaIn/GaN HFETs.** B. J. Ansell, I. Harrison, and C. T. Foxon. *Phys. Stat. Sol. (a)*, Vol. 188, No. 1, pp. 279-282, 2001.
- [AUG01] : **Pulse Characterization of Trapping and Thermal Effects of Microwave GaN Power FETs.** S. Augaudy, R. Quéré, J. P. Teyssier, M. A. Di Forte-Poisson, S. Cassette, B. Dessertenne, and S. L. Delage. *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, Vol. 1, pp. 427-430, IEEE 2001.
- [DAU01] : **Current Instabilities in GaN-Based Devices.** I. Daumiller, D. Theron, C. Gaquière, A. Vescan, R. Dietrich, A. Wieszt, H. Leier, R. Vetury, U. K. Mishra, I. P. Smorchkova, S. Keller, N. X. Nguyen, and E. Kohn. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 22, No. 2, pp. 62-64, 2001.
- [ESA02] : **ESA GaN Noise Assessment.** *Technical Note I. Confidentiel*, 2002.
- [ESA04] : **ESA GaN Noise Assessment.** *Technical Note VII. Confidentiel*, 2004.
- [FUK79] : **Determination of the basic device parameters of a GaAs MESFET.** H. Fukui. *Bell System Tech. J.*, Vol. 58, No. 3, pp. 771-797, 1979.
- [JOH02] : **Comparison of AlGaIn/GaN high electron mobility transistors grown on AlN/SiC templates or sapphire.** J.W. Johnson, J. Han, A.G. Baca, R.D. Briggs, R.J. Shul, J.R. Wendt, C. Monier, F. Ren, B. Luo, S.N.G. Chu, D. Tsvetkov, V. Dmitriev, S.J. Pearton. *Solid-State Electronics*, Vol. 46, pp. 513-523, 2002.
- [KIA00] : **Dependence of Ni/AlGaIn Schottky barrier height on Al mole fraction.** D. Qiao, L. S. Yu, S. S. Lau, J. M. Redwing, J. Y. Lin, et H. X. Jiang. *Journal Of Applied Physics* Vol 87, No. 2, pp. 801-804, 2000.
- [KIM01] : **Influence of Pinhole-Type Defects in AlGaIn on rf Performance of AlGaIn/GaN HFETs Grown by MOCVD.** J. W. Kim, J. S. Lee, J. H. Shin, J. H. Lee, S. H. Hahm, J. H. Lee, C. S. Kim, J. E. Oh, and M. W. Shin. *Phys. Stat. Sol. (a)*, Vol. 188, No. 1, pp. 267-270, 2001.
- [LAB90] : **Analyse technologique et électrique des dispositifs basés sur le transistor à effet de champ à grille Schottky sur Arséniure de Gallium.** N. Labat, thèse présentée à l'Université Bordeaux I. Juin 1990.
- [LUO88] : **Theory and experiments of 1/f noise in Schottky barrier diodes operating in the thermoionic-emission mode.** M. Y. Luo, G. Bosman, A. Van Der Ziel, L. L. Hench. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 35, No. 8, pp. 1351-1356, 1988.
- [MIZ02] : **Current collapse in AlGaIn/GaN HEMTs Investigated by Electrical and Optical Characterizations.** T. Mizutani, Y. Ohno, M. Akita, S. Kishimoto, and K. Maezawa. *Phys. Stat. Sol. (a)*, Vol. 194, No. 2, pp. 447-451, 2002.
- [MIZ03] : **A Study on Current Collapse in AlGaIn/GaN HEMTs Induced by Bias Stress.** T. Mizutani, Y. Ohno, M. Akita, S. Kishimoto, and K. Maezawa. *IEEE Transactions On Electron Devices*, Vol. 50, No. 10, pp. 2015-2020, October 2003.
- [MUN01] : **Gallium Nitride Substrates and Components.** E Muñoz, A. Jiménez, J. A. Garrido, J. M. Tirado, R. Ranchal, F. Calle, E. Calleja. (*ESA CONTRACT 13519/99/NL/MV: GaN*).
- [NUT02] : **Floating-Body Effects in AlGaIn/GaN Power HFETs.** S. Nuttinck, S. Pinel, E. Gebara, J. Laskar, M. Harris, and J.R. Shealy, pp. 33-36, *GaAs 2002 (Milan, Italie)*.
- [RAS01] : **2-D Analytical Model for Current-Voltage Characteristics and Output Conductance of AlGaIn/GaN MODFET.** Rashmi, I. Subhasis Haldar, and R. S. Gupta. *Microwave and Optical Technology letters*. Vol 29, No. 2, pp. 117, 2001.
- [RAS02] : **An accurate charge control model for spontaneous and piezoelectric polarization dependent two-dimensional electron gas sheet charge density of lattice-mismatched AlGaIn/GaN HEMTs.** Rashmi, A. Kranti, S. Haldar, R.S. Gupta. *Solid-State Electronics*, Vol. 46, pp. 621-630, 2002.
- [URE02] : **Channel Mobility in AlGaIn/GaN HFETs on SiC and Sapphire Substrates.** M. J. Uren, T. Martin, B. T. Hughes, K. P. Hilton, A. Wells, R. S. Balmer, D. C. Herbert, A. M. Keir, D. J. Wallis, A. J. Pidduck, and M. Missous. *Phys. Stat. Sol. (a)*, Vol. 194, No. 2, pp. 468-471, 2002.
- [VIL00] : **Caractérisation et Modélisation Basse fréquence de transistors PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs : Bruits du Canal, de la Grille et Corrélation.** Jean Charles Vildeuil, thèse présentée à l'Université Montpellier II. Juillet 2000.
- [XU04] : **GaN HEMTs based Flip-chip Integrated Broadband Power Amplifier.** J. Xu. 2004. (<http://my.ece.ucsb.edu/mishra/gantrideelec/xudefense>)
- [ZIM92] : **Contribution à la modélisation des transistors haute fréquence.** Thomas Zimmer, thèse présentée à l'Université Bordeaux I. Juillet 1992.





## CHAPITRE III : Etude du bruit basses fréquences en courant de drain

- 1 : Introduction
  - 2 : Généralités sur le bruit aux basses fréquences
  - 3 : Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation
  - 4 : Modélisation des sources de bruit responsables du bruit en courant de drain
  - 5 : Simulation du bruit aux basses fréquences en courant de drain
  - 6 : Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la température
  - 7 : Conclusion
-



### III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux mesures de bruit basses fréquences associées au courant drain-source des composants décrits précédemment. Après une introduction présentant le bruit aux basses fréquences, les résultats obtenus sur les différentes technologies en régime ohmique pour une polarisation de grille nulle, en vue d'extraire le paramètre de Hooge, sont présentés. L'évolution globale du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation est ensuite décrite pour un composant de chaque technologie. Une étude sur la localisation des sources de bruit dominantes en fonction de la polarisation est décrite, en vue de les modéliser. Enfin, les énergies d'activation de pièges sont déterminées en réalisant des mesures de bruit en courant de drain en fonction de la température sur les composants qui se prêteront à cette technique d'analyse.

### III.2 Généralités sur le bruit aux basses fréquences

La définition du bruit selon IEEE est :

**Ensemble des perturbations indésirables qui se superposent  
au signal utile, et qui ont tendance à masquer son contenu.**

Le bruit aux basses fréquences reflète les propriétés de transport dans les composants électroniques. Il est notamment très sensible à la présence de défauts dans le cristal. Le bruit aux basses fréquences est un indicateur de qualité. Il doit être aussi faible que possible car il représente un handicap dans un grand nombre de fonctions électroniques qui nécessitent la présence d'un niveau continu ou une grande bande passante. Il détermine le bruit de phase, pénalisant ainsi les applications analogiques aux hautes fréquences.

#### III.2.1 Approche mathématique

Le bruit de fond est un phénomène aléatoire parasite propre à chaque composant. Le bruit est une fluctuation autour d'une valeur moyenne, qui s'étudie par une approche probabiliste. Cette démarche n'est possible que pour le cas de bruits stationnaires et ergodiques (les moyennes aussi bien statistiques que temporelles sont indépendantes du temps (stationnarité) et égales (ergodisme)). 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 distribution de la puissance moyenne du bruit  $X(t)$  en fonction de la fréquence. La densité spectrale de puissance exprime une puissance au sens statistique du terme, par conséquent, la densité spectrale de puissance a comme unité celle du signal  $X(t)$  élevé au carré par Hertz. Si la grandeur physique mesurée est un courant, l'unité de la densité spectrale est  $A^2/Hz$ , et si la

grandeur physique mesurée est une tension, l'unité de la densité spectrale est  $V^2/Hz$ . Le calcul de la densité spectrale de puissance  $S_X(f)$ , réalisé directement par l'analyseur de spectres HP3562A, 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  $\varphi_X(\tau)$  exprime combien de temps une fluctuation donnée persiste. Elle est définie comme :

$$\varphi_X(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} \quad \text{Eq. III.1}$$

Le calcul de la densité spectrale se fait grâce au théorème de **Wiener-Khintchine**, qui permet d'écrire :

$$S_X(f) = 4 \int_0^{+\infty} \varphi_X(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau \quad \text{Eq. III.2}$$

Dans le cas particulier d'une source de bruit blanc,  $\varphi_X(\tau) = A\delta(\tau)$ , et  $S_X(0) = 2A$  [VAN70][HOO81].

### Superposition de signaux aléatoires :

Soit  $\varphi_{X_1+X_2}(t)$  la fonction d'auto-corrélation de deux signaux superposés, que l'on écrit :

$$\varphi_{X_1+X_2}(\tau) = \varphi_{X_1}(\tau) + \varphi_{X_2}(\tau) + 2\gamma\varphi_{X_1}(\tau)\varphi_{X_2}(\tau) \quad \text{Eq. III.3}$$

Avec  $\gamma$  le coefficient de corrélation compris entre  $-1$  et  $1$ .

Si les signaux sont indépendants,  $\gamma = 0$ , et on a donc :

$$S_{X_1+X_2}(f) = S_{X_1}(f) + S_{X_2}(f) \quad \text{Eq. III.4}$$

Si les signaux sont dépendants,  $\gamma \neq 0$ , et on a donc :

$$S_{X_1+X_2}(f) = S_{X_1}(f) + S_{X_2}(f) + 2\gamma S_{X_1}(f)S_{X_2}(f) \quad \text{Eq. III.5}$$

Le coefficient de corrélation  $\gamma$  normalisé donne la fonction de cohérence  $\lambda^2$ , que nous aborderons au quatrième chapitre lors de l'étude des mesures de bruit réalisées simultanément sur l'entrée et sur la sortie du composant étudié.

**Remarque :** L'analyseur de spectres mesure sur une durée finie un signal discrétisé considéré comme stationnaire. En conséquence, une dérive du point de polarisation du composant étudié donnera une fonction  $S_X(f)$  avec une composante en  $1/f^n$ , avec  $n \neq 1$ , qui reflète l'aspect non stationnaire du signal mesuré.

### III.2.2 Les différents mécanismes de bruit aux basses fréquences.

Le bruit de fond se décompose en deux types de bruit. D'une part, le bruit blanc, qui a pour particularité, un spectre indépendant de la fréquence, et qui regroupe le bruit thermique et le bruit de grenaille, et d'autre part, le bruit en excès, dont le spectre varie avec la fréquence, et qui regroupe le bruit en  $1/f$  (ou flicker noise), le bruit de génération recombinaison, et enfin le bruit en créneau [HOO94].

#### III.2.2.1 Bruit blanc

**Le bruit de grenaille :** Le courant électrique dû aux électrons émis d'une cathode chaude dans un tube à vide ou encore les électrons qui traversent une barrière de potentiel dans un semi-conducteur, induisent le bruit de grenaille. Dans les deux exemples précédents, les électrons sont générés de manière aléatoire, entraînant des fluctuations autour d'un courant moyen  $I$ . La densité spectrale en courant du bruit de grenaille s'écrit :

$$S_i = 2qI \quad \text{Eq. III.6}$$

Un courant qui traverse une diode est habituellement un processus de diffusion, et le bruit qui lui est associé est également un bruit de diffusion. Il peut être montré que ce type de bruit provient du passage aléatoire de porteurs à travers une barrière de potentiel [HOO81].

**Le bruit thermique :** Il résulte de déplacements aléatoires et indépendants des électrons participant à la conduction. Ce bruit, présent dans tous les dispositifs où intervient un élément dissipatif, est minimal et fondamental dans tout composant. La densité spectrale de bruit thermique en courant est donnée par l'équation III.7 (théorème de Nyquist):

$$S_i = 4kT/R \quad \text{Eq. III.7}$$

Où  $S_i$  est la densité spectrale de courant de bruit thermique aux bornes d'une résistance équivalente de valeur  $R$ ,  $k$  étant la constante de Boltzmann, et  $T$  la température du dispositif, en degré Kelvin. L'équation III.8 correspond à l'expression de la densité spectrale de bruit en tension :

$$S_v = 4kTR \quad \text{Eq. III.8}$$

#### III.2.2.2 Bruit en excès

**Le bruit en  $1/f$  :** Lorsqu'un courant traverse une résistance, le spectre de bruit basses fréquences possède une composante due au bruit thermique, et une composante dont la pente est voisine de  $-1$  (figure III.2), qui a donné le nom de bruit en  $1/f$  (ou flicker noise). Le bruit

en  $1/f$  est proportionnel au carré du courant qui traverse l'échantillon, et peut masquer complètement la composante de bruit thermique. La fréquence à laquelle le bruit en  $1/f$  est égal au bruit thermique peut être utilisée pour définir un facteur de mérite.

Le bruit en  $1/f$  se rencontre dans tous les dispositifs électroniques. Il est prépondérant dans les transistors à effet de champ, et est utilisé comme un outil permettant d'évaluer la qualité et la fiabilité des composants électroniques. Il a pour origine le déplacement des électrons dans le composant, et se traduit par des fluctuations de la conductivité. Dans un semi-conducteur, la conductivité vaut :

$$\sigma = q \mu n \quad \text{Eq. III.9}$$

Où  $q$  est la charge élémentaire,  $\mu$  la mobilité, et  $n$  la densité de porteurs.

Les fluctuations de la conductivité d'un échantillon peuvent être mesurées comme des fluctuations de la tension quand un courant constant circule à travers l'échantillon, ou comme des fluctuations du courant quand la tension aux bornes de l'échantillon est prise constante :

$$\frac{S_i(f)}{I^2} = \frac{S_v(f)}{V^2} = \frac{S_r(f)}{R^2} \quad \text{Eq. III.10}$$

Dans les transistors de type HEMT, les fluctuations de la conductivité peuvent être localisées au sein même du canal, mais également au niveau des zones d'accès. Il existe deux modèles pour décrire le bruit en  $1/f$ , qui sont d'une part, le modèle de HOOGE qui associe le bruit en  $1/f$  aux fluctuations de la mobilité des porteurs ( $\delta\mu$ ), et d'autre part le modèle de Mc WORTHER qui associe le bruit en  $1/f$  aux fluctuations du nombre de porteurs ( $\delta n$ ).

**Le modèle de HOOGE** est largement utilisé pour décrire le bruit aux basses fréquences dans les HEMTs [HOO80]. C'est un modèle empirique dans lequel on suppose que le terme  $S_X(f)/X^2$  est inversement proportionnel au nombre total de porteurs ( $N$ ) se déplaçant dans le canal. La densité spectrale de puissance de bruit en courant de drain,  $S_{id}$ , suit la loi suivante :

$$\frac{S_{id}}{I_{DS}^2} = \frac{\alpha_H}{N f} \quad \text{Eq. III.11}$$

avec  $\alpha_H$  le paramètre de HOOGE qui caractérise la technologie,  $N$  le nombre de porteurs,  $I_D$  le courant de drain, et  $f$  la fréquence.

**Le modèle de Mc WORTHER** explique le bruit en  $1/f$  par la capture et par l'émission de porteurs par des pièges, par effet Tunnel. Le piégeage et le dé-piégeage des porteurs entraînent des fluctuations du taux d'occupation des pièges, qui modifient la concentration locale de porteurs. Ce type de bruit peut masquer le bruit basses fréquences dû aux fluctuations de la mobilité des porteurs. Dans le cas du bruit de  $g-r$ , les pièges ont des niveaux d'énergie discrets, tandis que dans le cas du bruit en  $1/f$ , les pièges ont des niveaux distribués

en énergie [BAL00]. Si l'on considère que les constantes de temps de ces pièges sont réparties entre deux valeurs  $\tau_1$  et  $\tau_2$ , la densité spectrale de puissance  $S_N(f)$  s'écrit :

$$S_N(f) = \frac{\overline{\Delta N^2}}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{1}{f} \quad \text{Eq. III.12}$$

Où  $\overline{\Delta N^2}$  est la variation quadratique moyenne du nombre de porteurs N.

**Le bruit de génération recombinaison (g-r) :** Il est associé aux fluctuations du nombre de porteurs induites par le processus de piégeage dé-piégeage par des centres profonds liés notamment à la présence d'impuretés ou de défauts dans le réseau cristallin [SAY96]. Dans le cas d'un gaz 2DEG, l'expression de la densité spectrale de bruit relative  $S_i/I^2$  générée par un seul piège a la forme suivante [LEV94][RUM01-1] :

$$\frac{S_i}{I^2} = \frac{4N_{ts}}{LWn_s^2} \frac{\tau F(1-F)}{1+(2\pi f\tau)^2} \quad \text{Eq. III.13}$$

Où  $N_{ts}$  est la concentration de pièges, L et W sont respectivement la longueur et la largeur du canal,  $n_s$  est la densité de porteurs de charges, f est la fréquence,  $\tau$  est la constante de temps associée au retour à l'équilibre de l'occupation du niveau, et F est la fonction d'occupation de Fermi-Dirac. Nous reviendrons plus en détail sur le bruit de g-r et sur les méthodes d'extraction des caractéristiques des pièges au paragraphe III.6.

**Le bruit en créneau :** Le bruit en créneau, encore appelé R.T.S. pour "Random Telegraphist Signal", se manifeste dans le courant sous forme de créneaux. Ce bruit est associé à la capture et à l'émission de porteurs par des centres recombinants [VAN94].

La figure III.1 présente la forme typique du bruit en créneau.

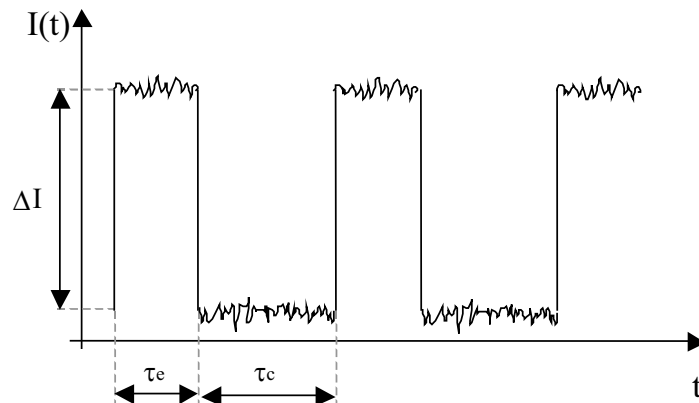


Figure III.1 : Forme d'onde typique du bruit en créneau

Le bruit en créneau n'est observable que pour des conditions de polarisation et de température très particulières, liées à la nature des défauts qui en sont à l'origine. Le bruit en créneau s'apparente à un bruit de génération-recombinaison. Sa densité spectrale en courant, de forme Lorentzienne, est donnée par :

$$S_i(f) = 4\overline{\Delta I^2} \frac{\tau_e \tau_c}{(\tau_e + \tau_c)^2} \frac{\frac{\tau_e \tau_c}{\tau_e + \tau_c}}{1 + 4\pi^2 f^2 \left( \frac{\tau_e \tau_c}{\tau_e + \tau_c} \right)^2} \quad \text{Eq. III.14}$$

Où  $\tau_e$  et  $\tau_c$  représentent respectivement les constantes de temps moyennes d'émission et de capture, et  $\Delta I$  l'amplitude du signal en créneau.

Un signal "R.T.S." a rarement un rapport cyclique de 50%, et la durée des créneaux peut varier de quelques microsecondes à quelques minutes.

**Spectre typique de bruit basses fréquence en courant :** La figure III.2 présente un exemple d'un spectre basses fréquences de bruit en courant constitué des différents types de bruit énumérés précédemment.

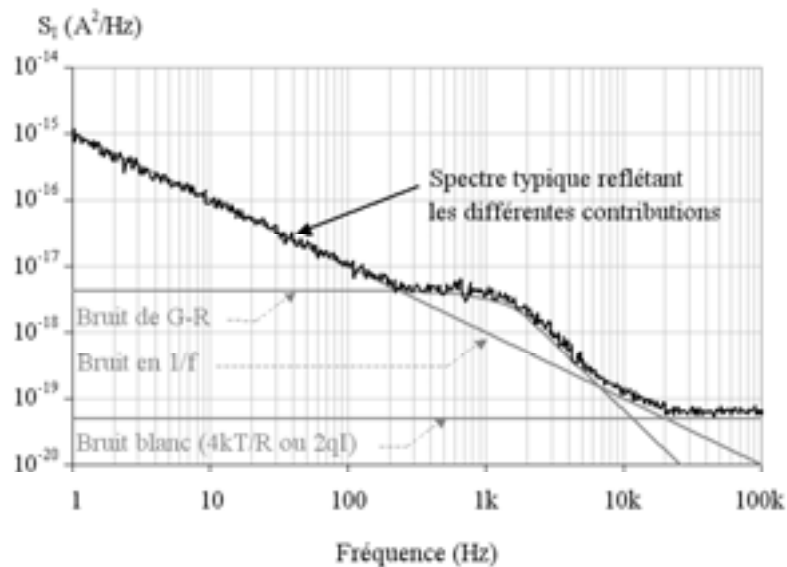


Figure III.2 : Exemple d'un spectre de bruit basses fréquences

### III.2.3 Bruit dans les oscillateurs

Les HEMTs issus du contrat avec l'Agence Spatiale Européenne sont étudiés en vue d'être utilisés dans la réalisation d'un oscillateur. Un oscillateur est un circuit qui génère un signal périodique à partir d'une source d'énergie continue, sans excitation alternative externe. Un oscillateur idéal est censé produire une raie monochromatique, qui est en pratique élargie.



Cet élargissement s'appelle le bruit de phase. Le bruit de phase trouve son origine dans le bruit basses fréquences des composants constituant le circuit de l'oscillateur.

La figure III.3 présente la forme classique d'un spectre de bruit de phase.

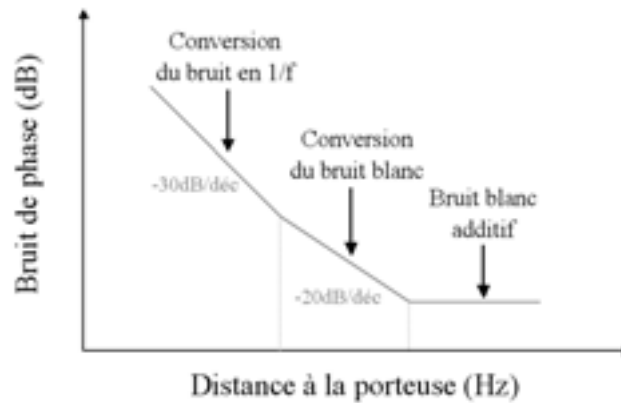


Figure III.3 : Composantes du bruit de phase

On constate sur la figure III.3 que le bruit basses fréquences est responsable de la forme et de la valeur du bruit de phase. Un faible niveau de bruit de phase dans les oscillateurs est essentiel pour obtenir un faible taux d'erreur (BER) dans les systèmes de communications ainsi que pour réaliser des radars très sensibles. De manière à voir comment la technologie GaN peut potentiellement offrir une amélioration du bruit de phase, il est utile de considérer l'expression développée par Robins qui exprime le bruit de phase dans un oscillateur :

$$L(f_m) = 10 \log \left[ \left( \frac{F_b kT}{C} \right) \left( \frac{1}{8Q^2} \right) \left( \frac{f_0}{f_m} \right)^2 \right] \quad \text{Eq. III.15}$$

Où  $C$  fait référence à la puissance de sortie,  $Q$  est le facteur de qualité de la charge du circuit de réaction du résonateur,  $F_b$  est le facteur de bruit dans la boucle de gain de l'amplificateur,  $f_0$  est la fréquence de la porteuse, et  $f_m$  est la fréquence d'offset relative à la fréquence de la porteuse. On voit que le bruit de phase est inversement proportionnel à la puissance de sortie du transistor et au facteur de qualité de la charge du résonateur. La densité de puissance élevée fournie par les HEMTs GaN est donc un avantage pour réaliser des oscillateurs à faible bruit de phase [ROB82][ESA04].

### III.2.4 Banc de mesure et validité de mesure

Le banc de mesure utilisé pendant ces travaux a été profondément remanié de manière à permettre la réalisation des mesures de bruit basses fréquences sur des composants de puissance, tout en offrant un maximum d'ergonomie. Les mesures ont été dans un premier temps validées par comparaison avec des résultats obtenus avec l'ancien banc de mesure,

notamment sur des composants PH25 de la filière GaAs, qui ont fait l'objet des travaux de thèse de B. Lambert [LAM01].

### III.2.4.1 Présentation générale du banc de mesure

La figure III.4 présente une vue du banc de mesure utilisé pendant ces travaux.

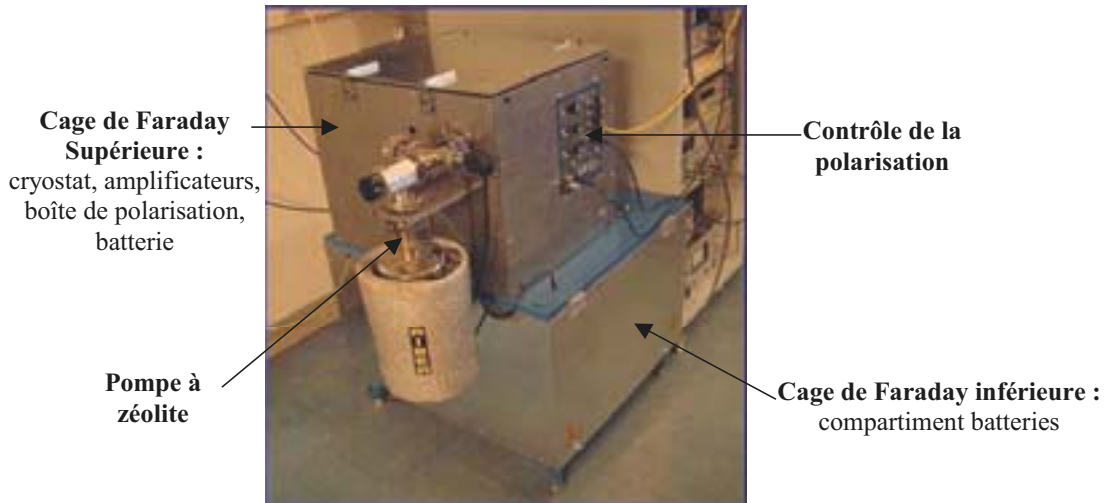


Figure III.4 : Banc de mesure de bruit aux basses fréquences

Comme on peut le voir sur la figure III.4, le banc de mesure est constitué de deux cages de Faraday montées l'une sur l'autre. Celle du bas contient quatre batteries de type automobile, alimentant d'une part le circuit de polarisation du drain en 12 ou 24 V, et d'autre part les circuits d'alimentation des amplificateurs faible bruit. La cage de Faraday supérieure contient le cryostat dans lequel est placé l'échantillon à mesurer, un amplificateur faible bruit en tension EG&G 5184, un amplificateur trans-impédance faible bruit EG&G 5182, les commandes de la boîte de polarisation qui permettent d'ajuster la polarisation du composant, et les batteries servant à alimenter le circuit de polarisation de la grille. On voit sur la figure III.4 la pompe à zéolite utilisée pour faire le vide dans le cryostat lors des mesures réalisées en température. La gamme de température, réglable grâce à un contrôleur de type ITC4 s'étend de 90 à 480 K. Le banc dispose également d'un analyseur de paramètres HP4142B piloté par ICCAP pour effectuer la caractérisation statique, ainsi qu'un analyseur de spectres HP3569A à deux entrées piloté par un logiciel spécifique développé avec HPVEE (Hewlett Packard Visual Engineering Environment). Le banc utilise également un multimètre numérique HP34401A pour régler la polarisation du composant lors des mesures de bruit via un commutateur capable de connecter différents points des circuits de polarisation. La boîte de polarisation utilise des interrupteurs à contacts en or, tandis que les potentiomètres de marque Spectrol peuvent dissiper jusqu'à 8 Watts pour ceux assurant la polarisation du drain. La résistance de polarisation  $R_p$  située dans la boîte de polarisation est un potentiomètre Spectrol

de 2 kΩ. Le circuit de polarisation possède deux masses distinctes de grille et de drain que l'on peut court-circuiter.

Le tableau III.1 présente les limitations des circuits de polarisation de grille et de drain.

Polarisation :	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>GS</sub> (mA)
De drain	24 - V <sub>p</sub>	> 100	-	-
De grille	-		± 6/12	< 10

*V<sub>p</sub> : tension aux bornes de la résistance R<sub>p</sub>*

Tableau III.1 : Limitation des systèmes de polarisation du drain et de la grille

### III.2.4.2 Principe de la mesure du bruit BF en courant de drain

La figure III.5 présente le principe de la mesure du bruit BF en courant de drain.

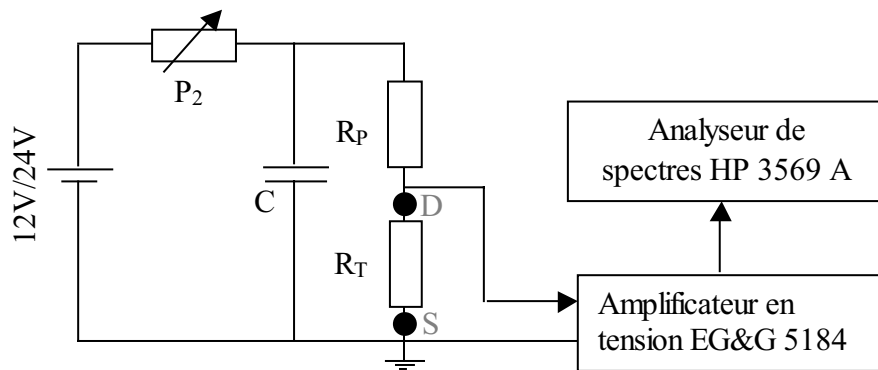
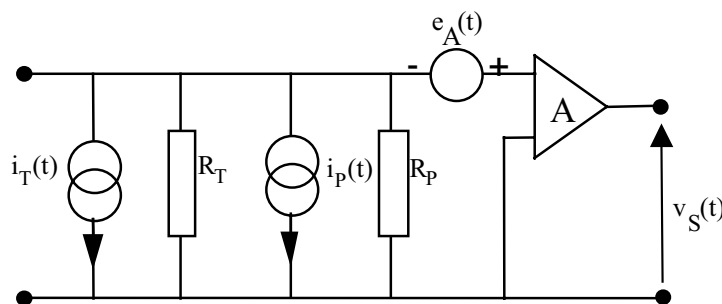


Figure III.5 : Principe de fonctionnement du banc de mesure de bruit de drain aux basses fréquences (Mesure d'une résistance)

Considérons pour le moment une résistance R<sub>T</sub>, connectée en lieu et place des HEMTs que nous allons étudier, entre les connections de drain et de source. La résistance de polarisation est connectée au drain du composant mesuré. P<sub>2</sub> permet d'obtenir une résistance variable de 0 à 11,1 kΩ, et C est une capacité qui a pour rôle de court-circuiter le bruit provenant de P<sub>2</sub> ainsi que des batteries de l'alimentation.

La figure III.6 présente le circuit équivalent de l'échantillon sous test polarisé.



- R<sub>p</sub>, résistance de polarisation du drain
- i<sub>p</sub> (t), générateur de courant associé au bruit thermique de la résistance R<sub>p</sub>
- R<sub>T</sub>, résistance étudiée
- i<sub>T</sub>(t), générateur de courant associé au bruit de la résistance R<sub>T</sub>
- A et e<sub>A</sub>(t), gain et générateur de tension de bruit de l'amplificateur faible bruit

Figure III.6 : Circuit équivalent de l'échantillon mesuré en configuration de mesure de bruit BF

La mesure du bruit en courant de drain n'est pas directe. En effet, l'amplificateur utilisé est un amplificateur en tension. L'analyseur de spectres mesure un spectre de bruit en tension, amplifié d'un facteur 1000 par l'amplificateur. La densité spectrale du bruit en tension mesurée à la sortie de l'amplificateur s'écrit :

$$S_{v_s}(f) = A^2 \left\{ S_{e_A}(f) + \left[ \frac{R_T R_P}{R_T + R_P} \right]^2 \left[ S_{i_T}(f) + \frac{4kT}{R_P} \right] \right\} \quad \text{Eq. III.16}$$

La densité spectrale de bruit en courant  $S_{i_T}(f)$  est donc calculée avec l'expression suivante :

$$S_{i_T}(f) = \left[ \frac{R_T + R_P}{R_T R_P} \right]^2 \left[ \frac{S_{v_s}(f)}{A^2} - S_{e_A}(f) \right] - \frac{4kT}{R_P} \quad \text{Eq. III.17}$$

La limite de l'amplificateur en tension faible bruit EG&G 5184 est de  $6,4 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$ . Ce plateau correspond à une densité spectrale de bruit thermique en tension produit par une résistance de  $40 \Omega$ . Cette même résistance produit une densité spectrale de bruit thermique en courant de  $4,1 \times 10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$ .

La figure III.7 présente sur une même échelle le bruit thermique limite en tension et en courant mesurable par l'amplificateur.

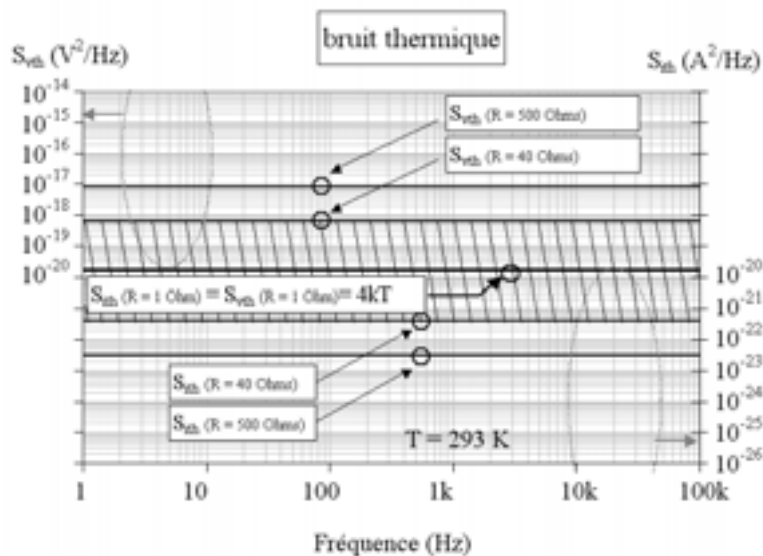


Figure III.7 : Limite de l'amplificateur en tension (bruit thermique minimum) : résultats présentés en tension et transposition à la limite en courant

La zone hachurée correspond à la limite de l'amplificateur. On ne peut mesurer un niveau de bruit thermique en tension inférieur à  $6,4 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$ , soit un niveau de bruit thermique en courant d'une valeur supérieure à  $4,1 \times 10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$ . Est également représenté sur la figure III.7 le bruit thermique en courant et en tension d'une résistance de  $500 \Omega$ .

En réalité, il est précisé que la limite de l'amplificateur est de  $6,4 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$ , pour une fréquence de 1kHz. Pour les fréquences inférieures à 1kHz, c'est l'amplificateur lui-même qui génère le bruit mesuré. Le bruit en excès propre à l'amplificateur est de type  $1/f$ , ce qui est représenté à la figure III.8 :

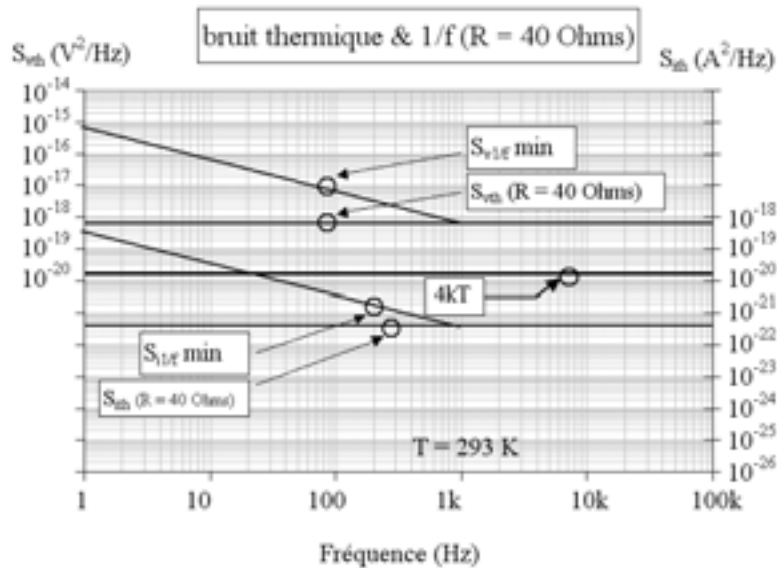


Figure III.8 : Niveau de bruit propre de l'amplificateur en tension (bruit thermique et bruit en 1/f) : bruit en tension et transposition au bruit en courant

La figure III.9 présente le principe de fonctionnement du banc de mesure en configuration de mesure du bruit de drain aux basses fréquences.

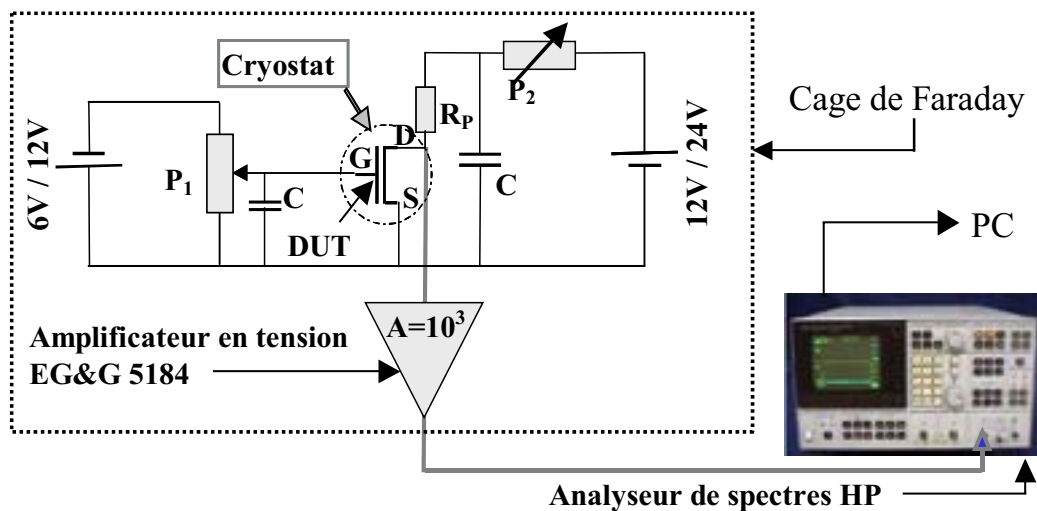


Figure III.9 : Principe de fonctionnement du banc de mesure de bruit de drain aux basses fréquences (mesure d'un HEMT)

On peut constater que le HEMT est placé en configuration source commune.

### III.2.4.3 Circuit équivalent du HEMT en incluant les sources de bruit

La figure III.10 présente le circuit équivalent du HEMT, en incluant les différentes sources de bruit.

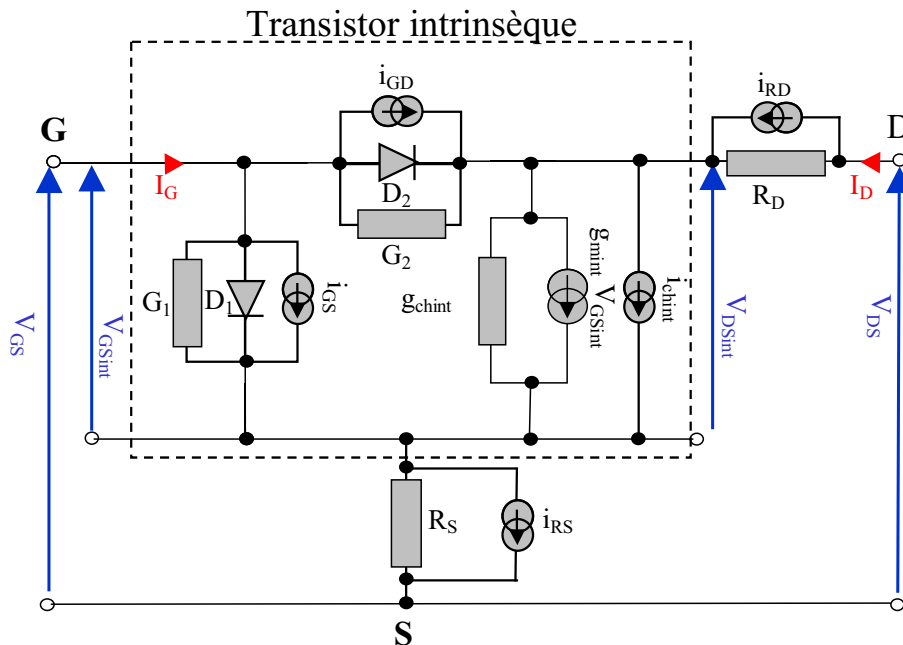


Figure III.10 : Circuit équivalent du HEMT, en incluant les différentes sources de bruit

Ce schéma reprend le schéma équivalent basses fréquences du transistor HEMT donné au deuxième chapitre (figure II.13), auquel nous avons rajouté les générateurs de bruit en courant  $i_{GS}$ ,  $i_{GD}$  et  $i_{chint}$  décrivant respectivement, le bruit de la diode grille-source ( $G_1$ - $D_1$ ), le bruit de la diode grille-drain ( $G_2$ - $D_2$ ), et le bruit du canal sous la grille.  $i_{RS}$  et  $i_{RD}$  sont des générateurs de bruit en courant décrivant respectivement le bruit dans les zones d'accès de source et de drain. Le bruit originare des résistances des contacts ohmique de source et de drain n'est pas pris en compte. Ce schéma met en évidence le fait que le bruit sur le drain peut être lié au bruit de grille, et réciproquement.

La figure III.11 présente un circuit équivalent simplifié du HEMT, c'est à dire sans tenir compte de la partie commande du HEMT, mais en incluant les différentes sources de bruit localisées entre la source et le drain :

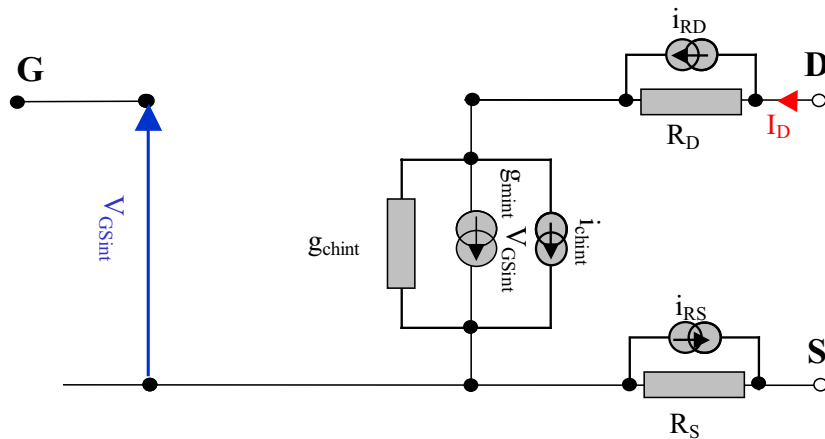


Figure III.11 : Circuit équivalent simplifié du HEMT côté drain, en incluant les sources de bruit

Dans ce schéma simplifié, le bruit mesuré sur le drain est lié seulement aux résistances d'accès côté drain et côté source, ainsi qu'à la résistance du canal. Nous verrons cependant par la suite, dans la deuxième partie du quatrième chapitre, que le bruit mesuré sur la sortie du composant peut, dans certaines conditions de polarisation, être principalement dû au bruit de la grille. Dans ce cas, les sources de bruit de grille et de bruit de drain sont liés, ce que ne rend pas compte le schéma de la figure III.11.

Une étude approfondie du banc de mesure est proposée dans les annexes du chapitre III. Nous y vérifions l'influence de la capacité de filtrage utilisée dans le circuit de polarisation du drain sur les mesures, et nous nous livrons à une étude du bruit basses fréquences de différents potentiomètres de marque Spectrol. Lors de ces mesures, nous avons été à la limite de la sensibilité du banc de mesure, et nous avons vérifié des règles utiles dans la compréhension du bruit basses fréquences des HEMTs étudiés dans la suite de ce travail. Le paragraphe suivant donne un récapitulatif de ces observations.

#### III.2.4.4 Utilisation du banc de mesure : Récapitulatif

Lors des mesures de bruit en courant de drain, l'étendue de la gamme de polarisation du composant mesuré dépend de la valeur de la résistance équivalente drain-source  $R_{DS}$ , de la valeur de la résistance de polarisation  $R_P$ , et du courant qui traverse le composant. Pour s'assurer que le bruit de la résistance de polarisation ne masque pas le bruit propre du composant, on fixe  $R_P$  à une valeur au moins trois fois supérieure à  $R_{DS}$ . Ceci est une limitation du banc de mesure, qui autorise une valeur maximale pour  $R_P$  de  $2\text{k}\Omega$ . En effet, pour des tensions grille-source proches de la tension de seuil, la résistance équivalente drain-source peut présenter une valeur bien supérieure à  $667\ \Omega$ . L'idéal serait donc d'utiliser une résistance de polarisation de plus grande valeur, avec une tension d'alimentation supérieure à  $24\ \text{V}$ , valeur actuellement disponible sur le banc de mesure.

Nous avons également constaté la nécessité de prendre en compte certains paramètres propres à notre banc de test pour assurer la validité des mesures. Ainsi, nous avons pu identifier l'origine d'une « bosse » qui apparaît sur les spectres de bruit mesurés lorsque le composant est polarisé à canal pincé. L'apparition de cette « bosse », autour de 10 Hz, liée à la capacité de filtrage utilisée dans le circuit de polarisation du drain, révèle que l'on atteint une autre limite de notre banc de mesure. Lorsque cette bosse apparaît, le spectre de bruit reste cependant valide aux fréquences plus élevées où l'artefact ne masque plus le bruit propre au composant. Dans le cas de ces spectres à deux niveaux, l'utilisation de  $1/f^\lambda$  avec  $\lambda$  différent de 1 mènerait à une erreur d'interprétation. L'utilisation d'une capacité de filtrage de plus grande valeur permettrait de faire reculer la fréquence de coupure vers les plus basses fréquences, mais il faut alors avoir recours à des condensateurs de type électrolytique, qui ont la particularité de présenter du bruit en  $1/f$  (le condensateur de 22  $\mu\text{F}$  utilisé est de type polyester métallisé).

### III.3 Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation

La première partie de ce paragraphe est consacrée à l'étude du bruit basses fréquences en courant de drain lorsque les composants sont polarisés en régime ohmique à  $V_{GS} = 0 \text{ V}$ . A partir de ces mesures, le paramètre de Hooge est extrait pour chaque composant, donnant lieu à une comparaison des performances des technologies étudiées. La deuxième partie est consacrée à l'étude du bruit dans tous les régimes de fonctionnement du composant, de manière à localiser la source de bruit prédominante en fonction du point de polarisation du composant. Cette étude conduit à la réalisation d'un modèle empirique basé sur des mesures expérimentales faciles à réaliser : les mesures statiques. Ce modèle est évalué pour extraire l'évolution de certains paramètres qui permettent la modélisation complète du bruit en  $1/f$  en courant de drain du HEMT étudié.

#### III.3.1 En régime ohmique à $V_{GS} = 0 \text{ V}$

Ce paragraphe présente l'analyse des mesures de bruit associé au courant de drain pour les différentes technologies HEMTs GaN, en régime ohmique, à  $V_{GS} = 0 \text{ V}$ . Pour chaque technologie, les mesures sont présentées pour un composant typique de chaque géométrie, avant de montrer la dispersion entre composants d'une même technologie, à  $I_{DS}$  fixé. A partir de ces mesures, nous présenterons une comparaison du paramètre de Hooge en régime ohmique pour tous les composants étudiés, et finirons sur l'état de l'art des HEMTs sur GaN établi à partir de la littérature consacrée à ce sujet.



### III.3.1.1 Evolution du bruit en courant de drain en fonction de $I_{DS}$

**Technologie T\_Si** : Les figures III.12 à III.14 présentent l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain en fonction du courant de drain, à  $V_{GS} = 0V$ , pour un composant par géométrie disponible de la technologie T\_Si. La figure III.15 présente la comparaison du bruit en courant de drain à  $I_{DS} = 2$  et  $6$  mA et  $V_{GS} = 0V$  de tous les composants de cette technologie.

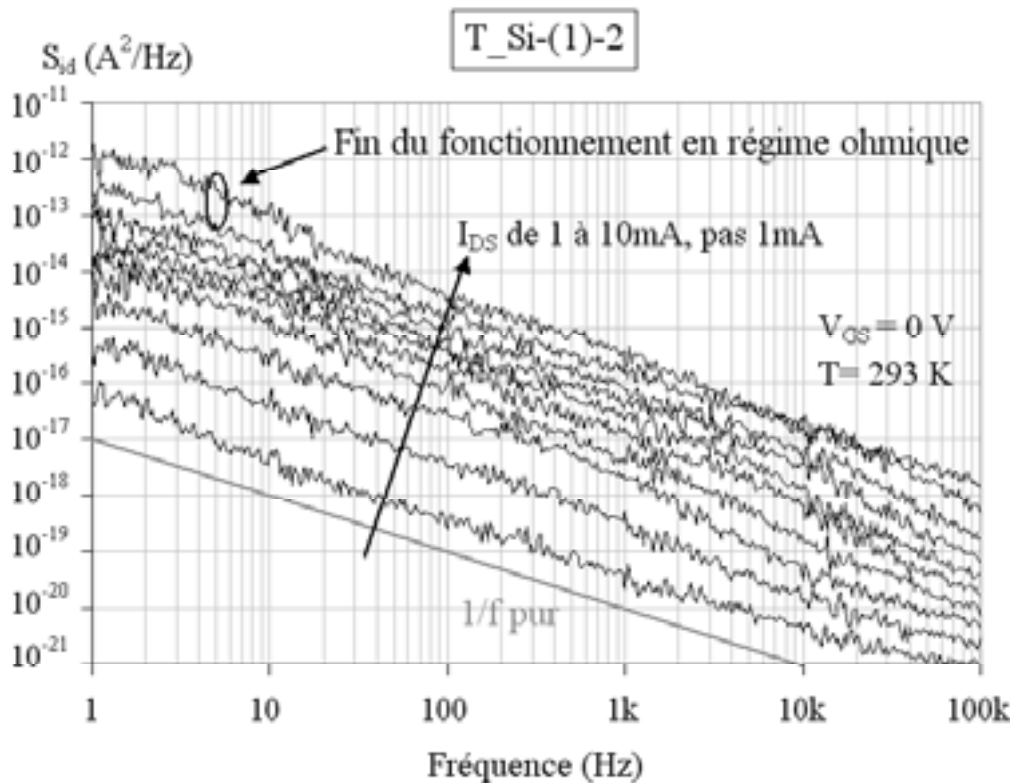


Figure III.12 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT T\_Si-(1)-2 en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

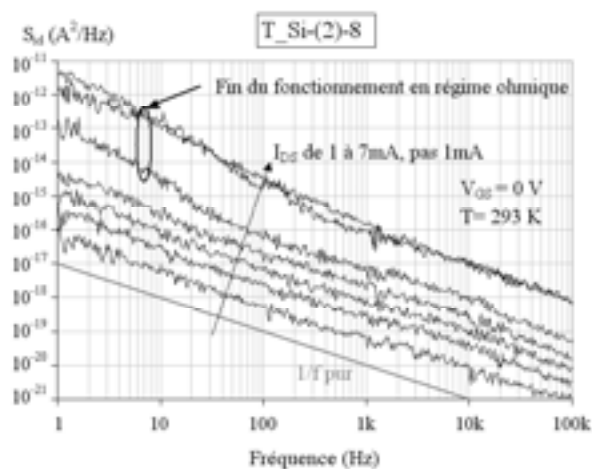


Figure III.13 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT T\_Si-(2)-8 en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

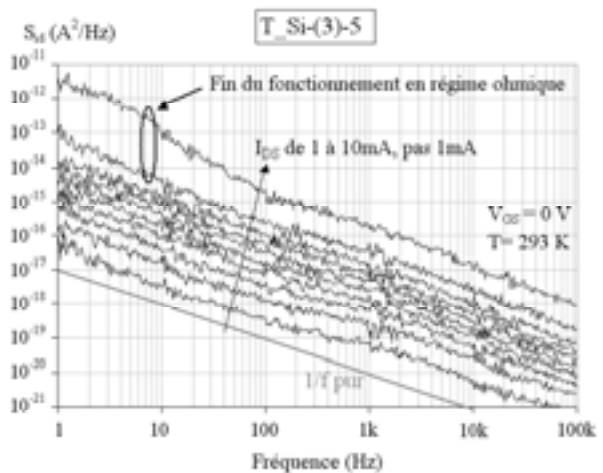


Figure III.14 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT T\_Si-(3)-5 en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

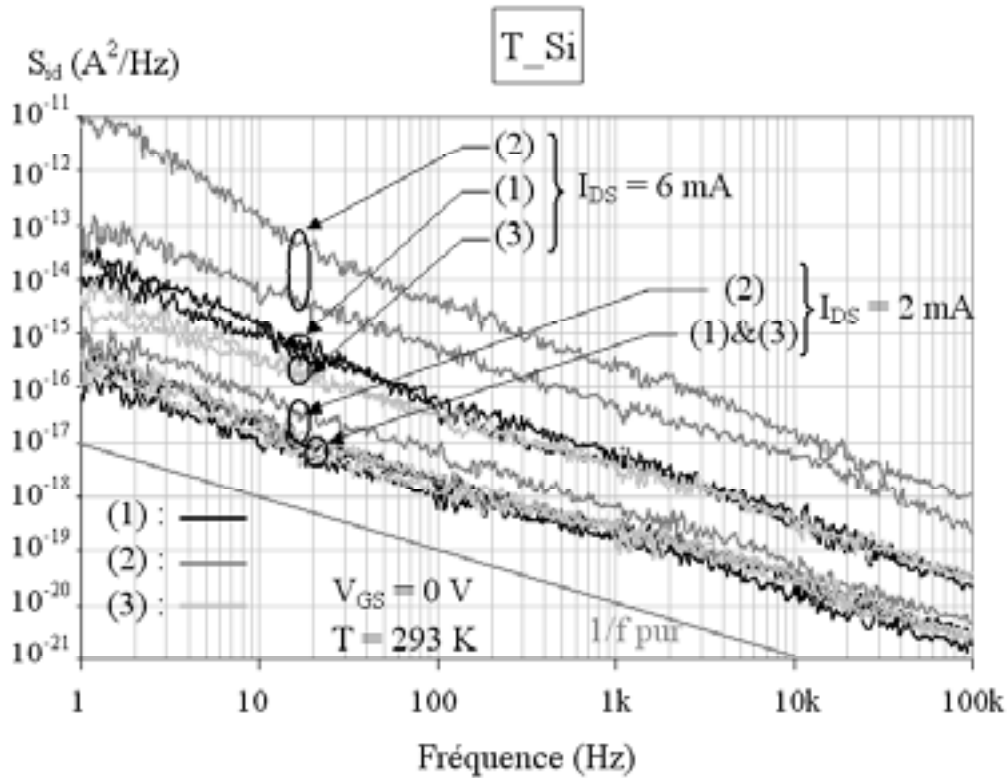


Figure III.15 : Comparaison du bruit de courant en drain à  $V_{GS}=0V$  en régime ohmique des HEMTs de la technologie T\_Si pour  $I_{DS} = 2$  et  $6$  mA

On note sur chacune de ces figures la présence d'une bosse aux basses fréquences (c'est à dire pour :  $1 < f < 10$  Hz) lorsque le composant entre en régime de saturation, avec une nette augmentation de la valeur de la résistance du canal. Pour la technologie T\_Si, un spectre typique est composé de bruit en  $1/f$ . Des composantes de bruit de génération-recombinaison apparaissent également et reflètent l'activation de pièges à température ambiante. Sur la figure III.15, on constate que le bruit en courant de drain à  $I_{DS} = 6$  mA des composants du type 2 est plus élevé que celui des deux autres géométries. A  $I_{DS} = 6$  mA, les HEMTs de type 2 ne sont plus polarisés en régime ohmique, ce qui explique le comportement évoqué précédemment.

**Technologie T\_Sap[A] :** Les figures III.16, III.17 et III.18 présentent l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain en fonction du courant de drain, à  $V_{GS} = 0V$ , pour trois composants correspondant aux trois géométries de la technologie T\_Sap[A]. La figure III.19 présente la comparaison du bruit en courant de drain à  $I_{DS} = 2$  et  $18$  mA pour les composants de la technologie T\_Sap[A].

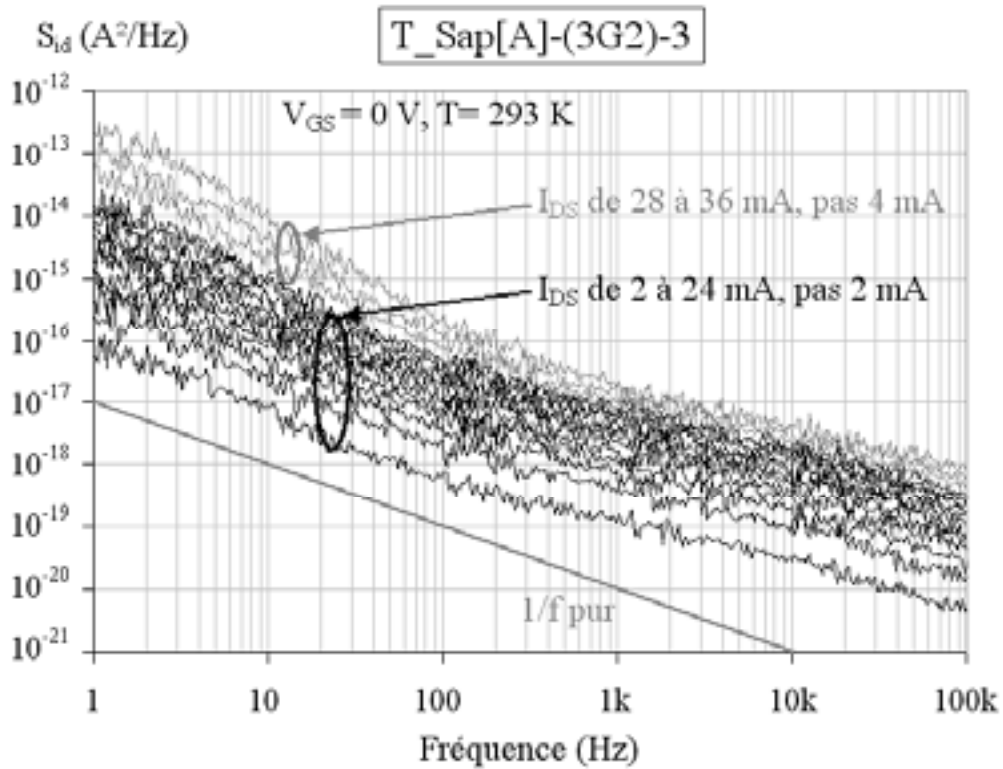


Figure III.16 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant  $T\_Sap[A]-(3G2)-3$  en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

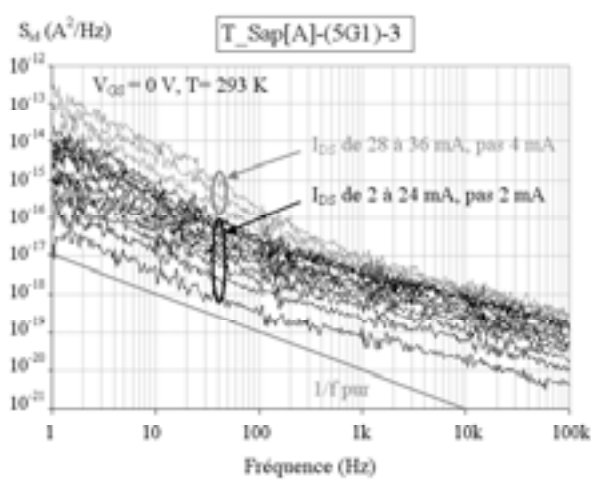


Figure III.17 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant  $T\_Sap[A]-(5G1)-3$  en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

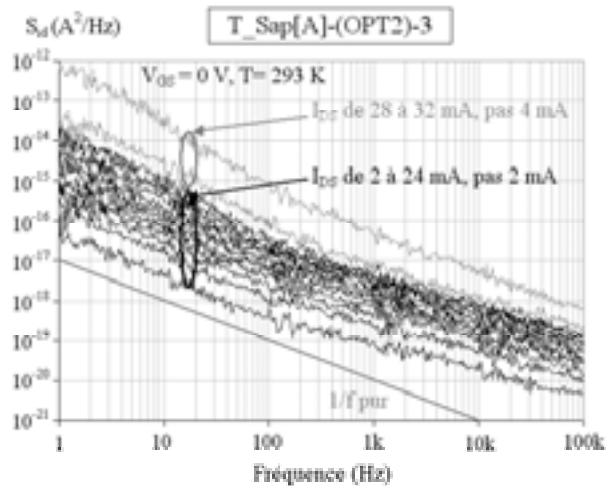


Figure III.18 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

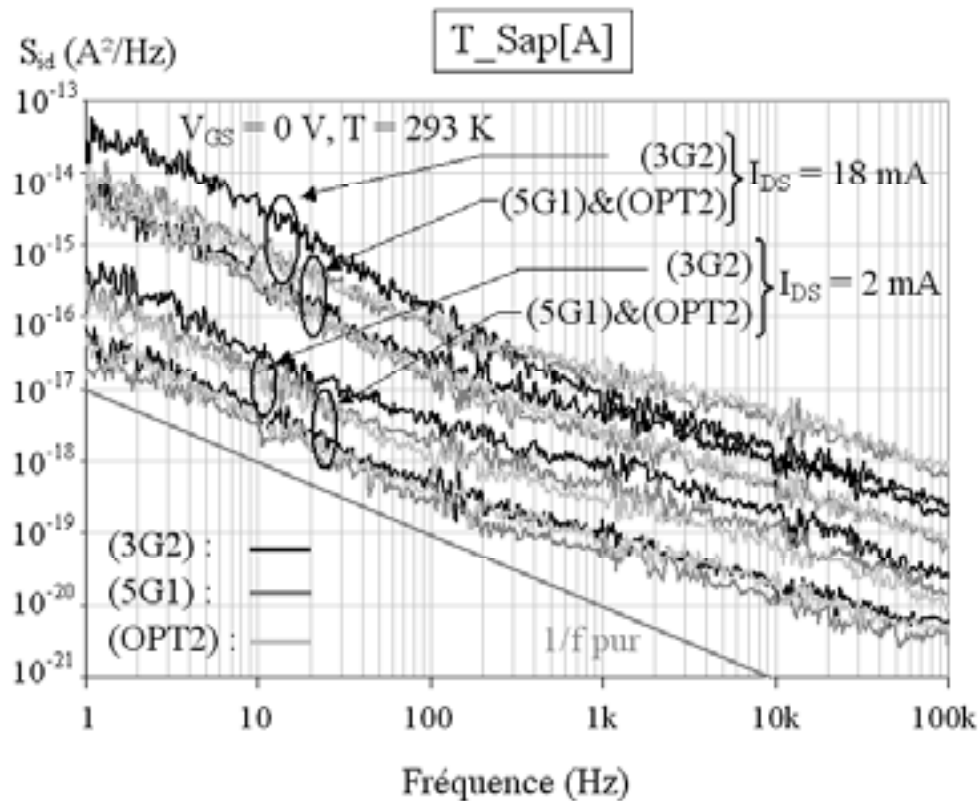


Figure III.19 : Comparaison du bruit en courant de drain à  $V_{GS}=0V$  en régime ohmique des HEMTs de la technologie  $T\_Sap[A]$  pour  $I_{DS} = 2$  &  $18$  mA

Pour la technologie  $T\_Sap[A]$ , un spectre typique est composé d'une contribution de bruit en  $1/f$  de 1 jusqu'à 200 Hz, et de composantes de bruit de G-R avec une fréquence de coupure voisine de 10 kHz. La figure III.19 montre que la dispersion en régime ohmique peut atteindre une décade pour des HEMTs de la même géométrie. Enfin, les résultats obtenus pour une même puce semblent indiquer que le bruit en courant de drain en régime ohmique est peu sensible à la géométrie des composants.

**Technologie  $T\_SiC[A]$  :** Les figures III.20, III.21 et III.22 présentent l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain en fonction du courant de drain, à  $V_{GS} = 0V$ , pour trois composants de chaque géométrie de la technologie  $T\_SiC[A]$ . La figure III.23 présente la comparaison du bruit de courant de drain à  $I_{DS} = 4$  et  $20$  mA et  $V_{GS} = 0V$  pour les composants de la technologie  $T\_SiC[A]$ .

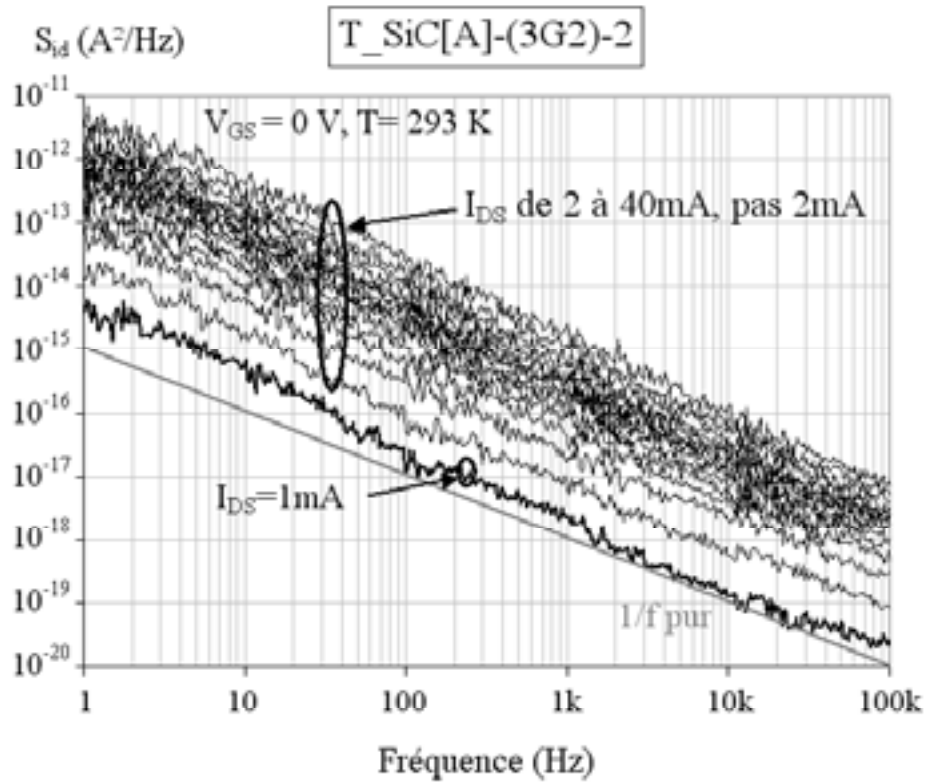


Figure III.20 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant  $T\_SiC[A]-(3G2)-2$  en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

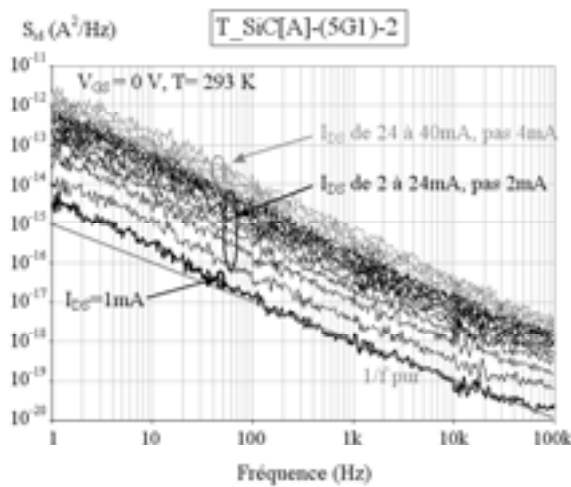


Figure III.21 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant  $T\_SiC[A]-(5G1)-2$  en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

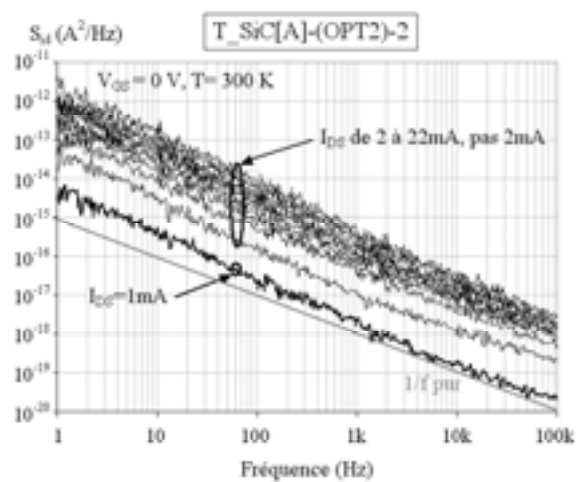


Figure III.22 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant  $T\_SiC[A]-(OPT2)-2$  en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

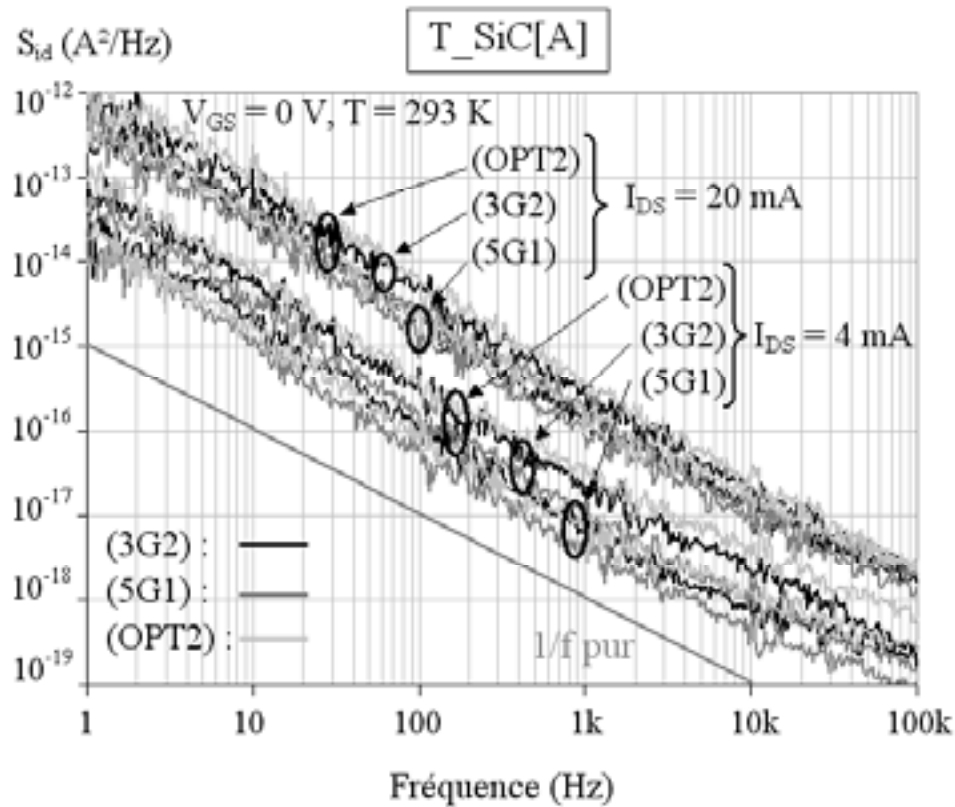


Figure III.23 : Comparaison du bruit en courant de drain à  $V_{GS}=0V$  en régime ohmique des HEMTs de la technologie T\_SiC[A] pour  $I_{DS} = 4$  &  $20$  mA

Pour la technologie T\_SiC[A], un spectre typique est composé d'une composante de bruit en  $1/f$  et d'une contribution de bruit de G-R dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 7 Hz. La figure III.23 montre que le niveau de bruit en courant de drain dépend peu de la géométrie des composants. On constate cependant une légère augmentation du bruit en courant de drain pour les composants de type OPT2.

**Technologie T\_Sap[B] :** Les figures III.24 et III.25 présentent respectivement l'évolution du bruit en courant de drain en fonction du courant de drain, en régime ohmique, à  $V_{GS} = 0V$  du composant T\_SaP[B]-(1), et la comparaison des spectres de bruit en courant de drain des deux composants de cette technologie pour trois valeurs de courant de drain.

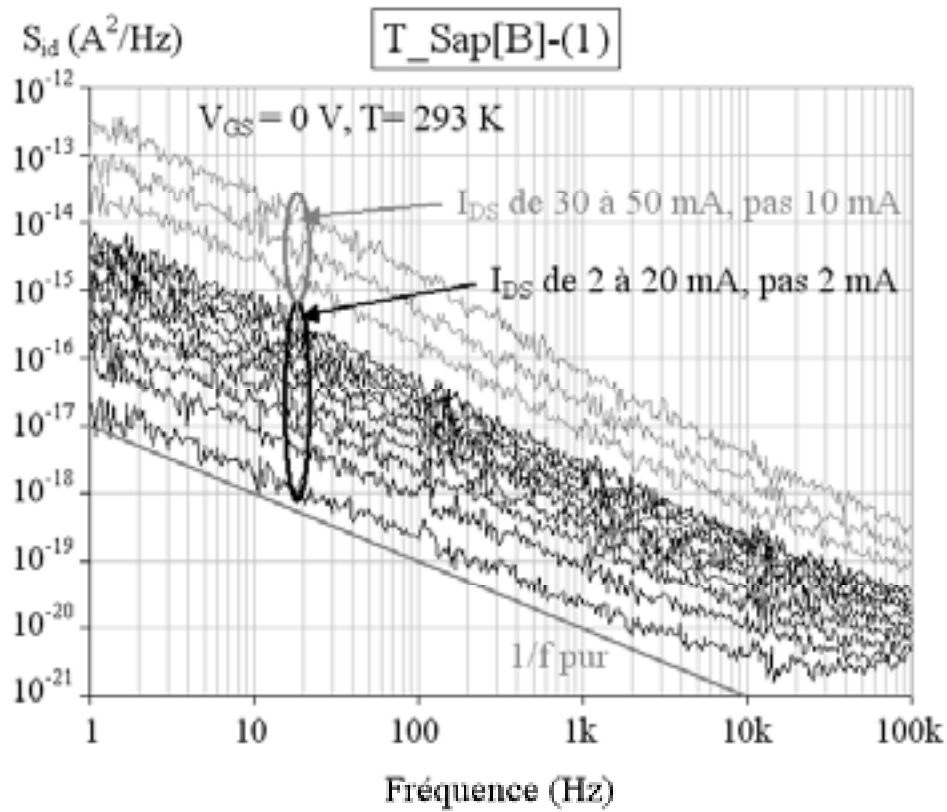


Figure III.24 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant  $T\_Sap[B]-(1)$  en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

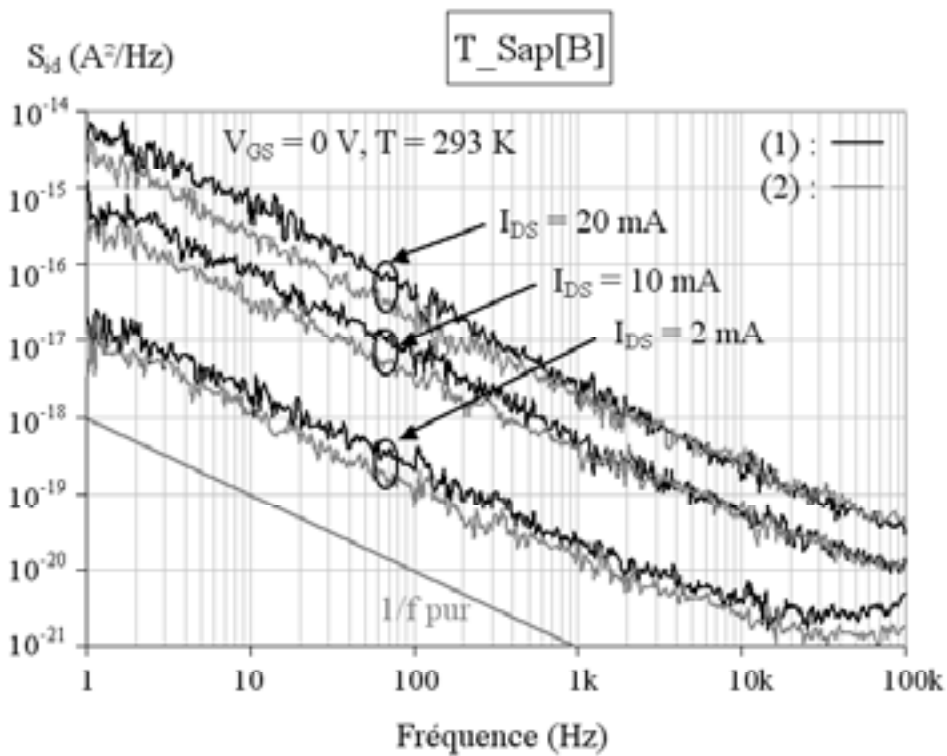


Figure III.25 : Comparaison du bruit en courant de drain en régime ohmique à  $I_{DS} = 2, 10$  et  $20$  mA et  $V_{GS}=0V$  des deux HEMTs de la technologie  $T\_Sap[B]$

Pour la technologie T\_Sap[B], un spectre typique est composé de bruit en  $1/f$ . Le HEMT de type 2 semble être légèrement moins bruyant que le HEMT de type 1, mais il n'est cependant pas possible de conclure sur l'influence de la géométrie avec seulement deux composants. On peut observer sur la figure III.25 un plateau aux plus hautes fréquences lorsque  $I_{DS} = 2\text{mA}$ . Les composants T\_Sap[B]-(1) et T\_Sap[B]-(2) présentent respectivement des résistances drain-source en régime ohmique de 21 et 39 Ohms, ce qui conduit à un bruit thermique de l'ordre de  $8 \times 10^{-22}$  et  $4 \times 10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$ . Ces plateaux n'ont donc pas pour origine le bruit thermique produit par les résistances entre drain et source des composants. Le banc de mesure dans sa configuration actuelle semble donc être limité pour mesurer le bruit aux basses fréquences au delà de 10 kHz, lorsque le composant mesuré présente une faible valeur de résistance drain-source, et quand le courant de drain est faible.

**Technologie T\_SiC[B] :** Les figures III.26 à III.28 présentent respectivement l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain pour les trois composants de la puce numéro 4, des types (1), (2) et (3). La figure III.29 présente la comparaison des spectres de bruit en courant de drain pour tous les composants de la technologie T\_SiC[B], à  $I_{DS} = 4$  et 28 mA et  $V_{GS} = 0\text{V}$ .

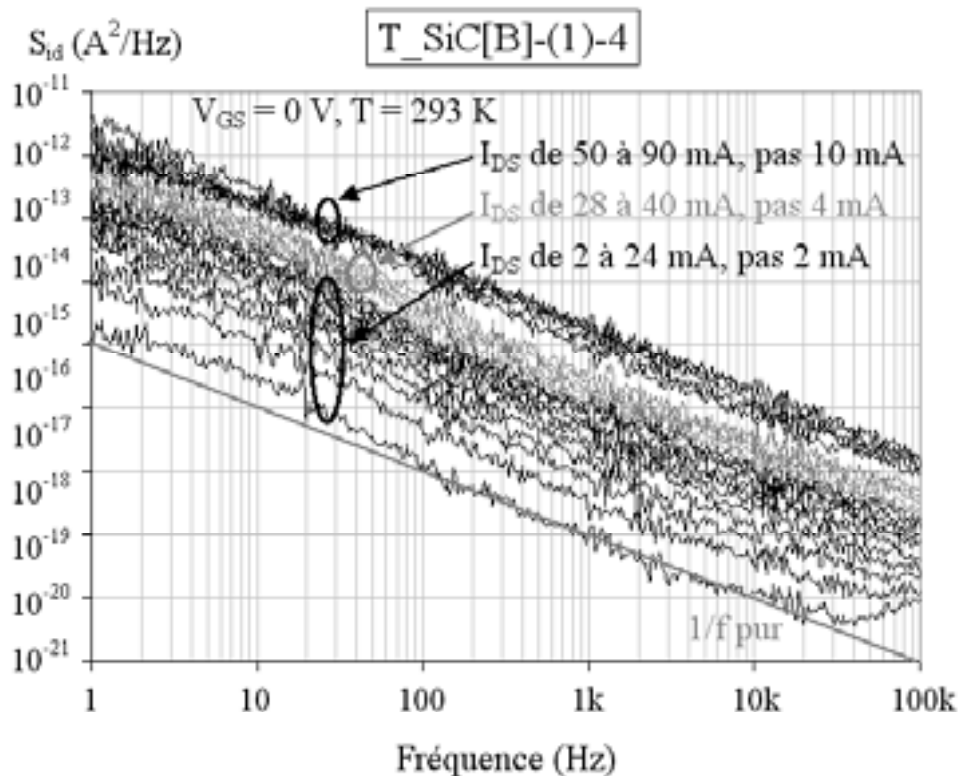


Figure III.26 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT T\_SiC[B]-(1)-4 en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0\text{V}$



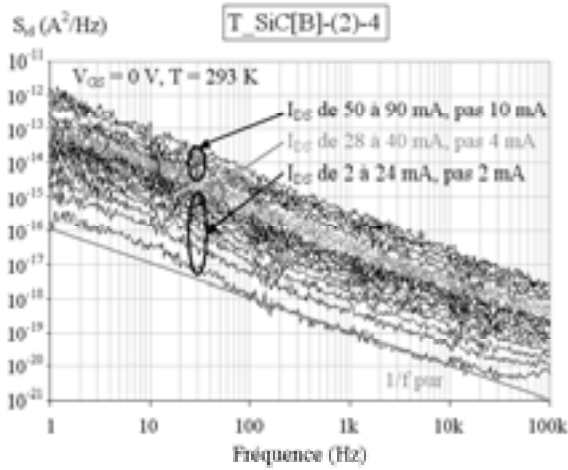


Figure III.27 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT T\_SiC[B]-(2)-4 en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

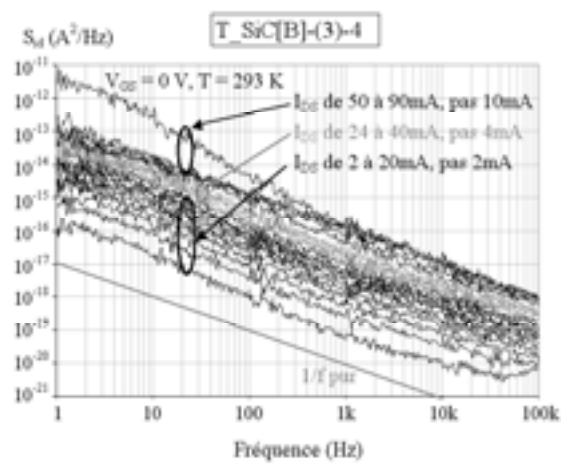


Figure III.28 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT T\_SiC[B]-(3)-4 en fonction de  $I_{DS}$ , à  $V_{GS}=0V$

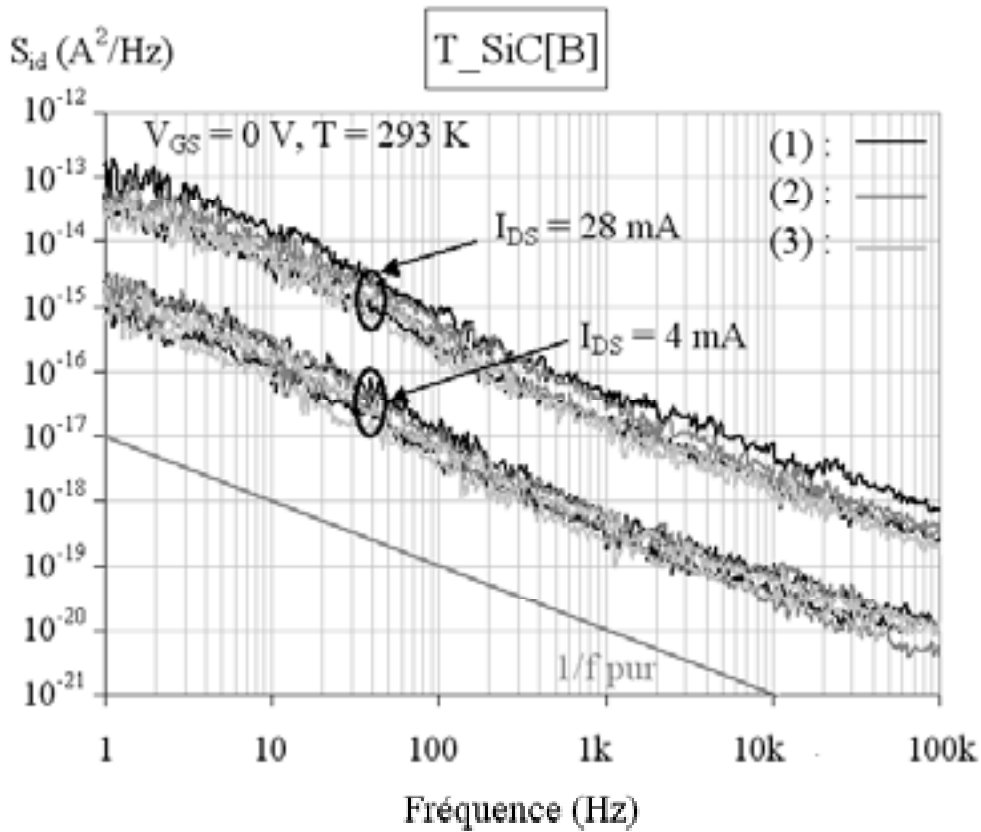


Figure III.29 : Comparaison du bruit en courant de drain à  $V_{GS}=0V$  en régime ohmique des HEMTs de la technologie T\_SiC[B] pour  $I_{DS} = 4$  et  $28mA$

Pour la technologie T\_SiC[B], un spectre typique est composé de bruit en  $1/f$  et d'une contribution de bruit de G-R avec une fréquence de coupure de l'ordre de 10 Hz. On constate sur la figure III.29 que le bruit en courant de drain est peu sensible à la distance drain-source. Cependant, dans l'ensemble, les composants qui ont la plus grande distance drain-source (type 3) semblent moins bruyants.

### III.3.1.2 Comparaison des spectres de bruit en courant de drain

La figure III.30 présente une comparaison des spectres de bruit en courant de drain du HEMT le moins bruyant de chaque technologie en régime ohmique à  $V_{GS} = 0V$  et  $I_{DS} = 4 mA$ .

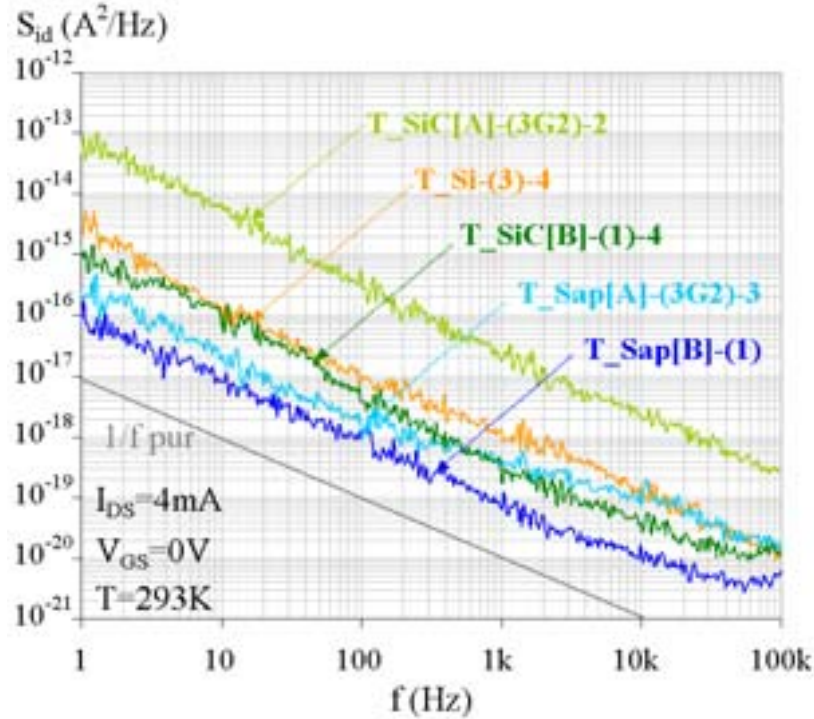


Figure III.30 : Comparaison des spectres de bruit en courant de drain du HEMT le moins bruyant de chaque technologie, à  $V_{GS} = 0V$ , pour un courant de drain de 4mA

On peut constater que la technologie la moins bruyante est la technologie T\_Sap[B], réalisée par MBE sur substrat saphir. Le composant en question présente la plus faible résistance drain-source en régime ohmique de tous les composants étudiés pendant ces travaux. La technologie T\_Sap[A] présente des performances similaires à celles de la technologie T\_Sap[B], ce qui donne l'avantage aux composants sur substrat saphir. Les HEMTs des technologies T\_SiC[B] et T\_Si présentent un bruit en courant de drain plus élevé d'un ordre de grandeur que les dispositifs précédents. Les composants dont le bruit en 1/f associé au courant de drain est le plus élevé sont ceux issus de la technologie T\_SiC[A].

La technologie T\_Si utilise une couche AlGaIn dopée n, ce qui peut être à l'origine d'une dégradation des performances en bruit basses fréquences [BAL99]. De plus, cette technologie a subi des dégradations durant l'encapsulation. En ce qui concerne la technologie T\_SiC[A], elle est pénalisée par des résistances de contact ohmique anormalement élevées.

### III.3.1.3 Extraction du paramètre de Hooge

A partir des mesures précédentes, nous avons cherché à vérifier la relation de Hooge, que nous écrivons de nouveau sous la forme :

$$\frac{S_{id}f}{I_{DS}^2} = \frac{\alpha_H}{N}$$

Eq. III.18

La figure III.31 présente l'évolution du paramètre  $\alpha_H/N$  en fonction du carré du courant de drain des composants étudiés. Pour extraire ce paramètre, il faut se placer dans une gamme de fréquence où le spectre de bruit est composé uniquement de bruit en  $1/f$ .

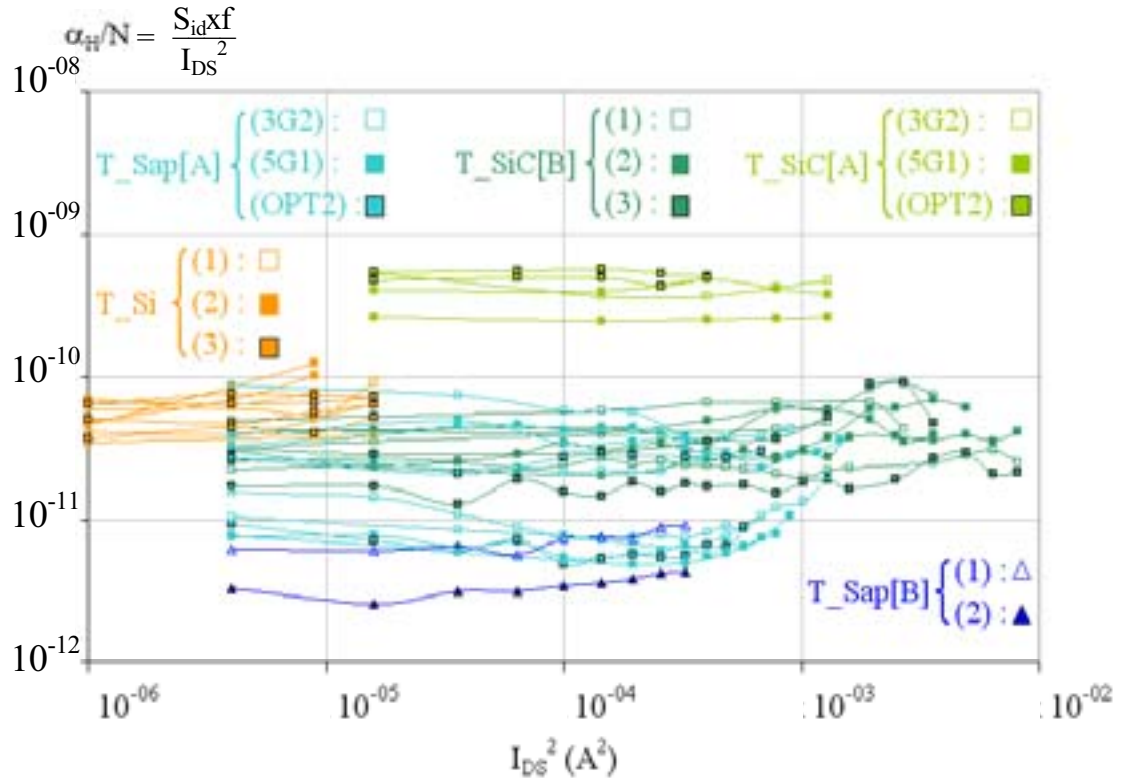


Figure III.31 : Paramètre  $\alpha_H/N$  des composants étudiés extrait en régime ohmique à  $V_{GS} = 0V$  et  $f = 1\text{ Hz}$

On peut vérifier que le paramètre  $\alpha_H/N$  ne dépend pas de  $I_{DS}$  à  $V_{GS} = 0V$  tant que les composants restent polarisés en régime ohmique. La relation de Hooge est donc vérifiée, et on observe la tendance suivante :

$$\alpha_H/N_{(T\_Sap[B])} < \alpha_H/N_{(T\_Sap[A])} < \alpha_H/N_{(T\_SiC[B])} < \alpha_H/N_{(T\_Si)} < \alpha_H/N_{(T\_SiC[A])}$$

Le calcul du nombre de porteurs sur toute la longueur du canal est réalisé en régime ohmique grâce à l'équation III.19 :

$$N = \frac{L_{DS}^2}{q\mu_0 R_{DS}}$$

Eq. III.19

Avec  $R_{DS}$  la résistance drain-source extrinsèque,  $\mu_0$  la mobilité des porteurs sous faible champ électrique dans la canal, et  $L_{DS}$  l'espace drain-source. Le calcul du nombre de porteurs est donc réalisé sans tenir compte de la valeur des résistances parasites  $R_{cs}$  et  $R_s$  côté source et

$R_{cd}$  et  $R_d$  côté drain (figure II.13). Cette approximation entraîne une sous estimation du nombre réel de porteurs dans le canal, particulièrement sensible dans le cas des HEMTs des technologies T\_Si et T\_SiC[A].

La figure III.32 présente la valeur du paramètre de Hooge extrait en régime ohmique à  $V_{GS}$  nul pour tous les composants étudiés pendant ces travaux. Ce paramètre est considéré comme un indicateur global de qualité et permet donc de comparer les différentes technologies étudiées.

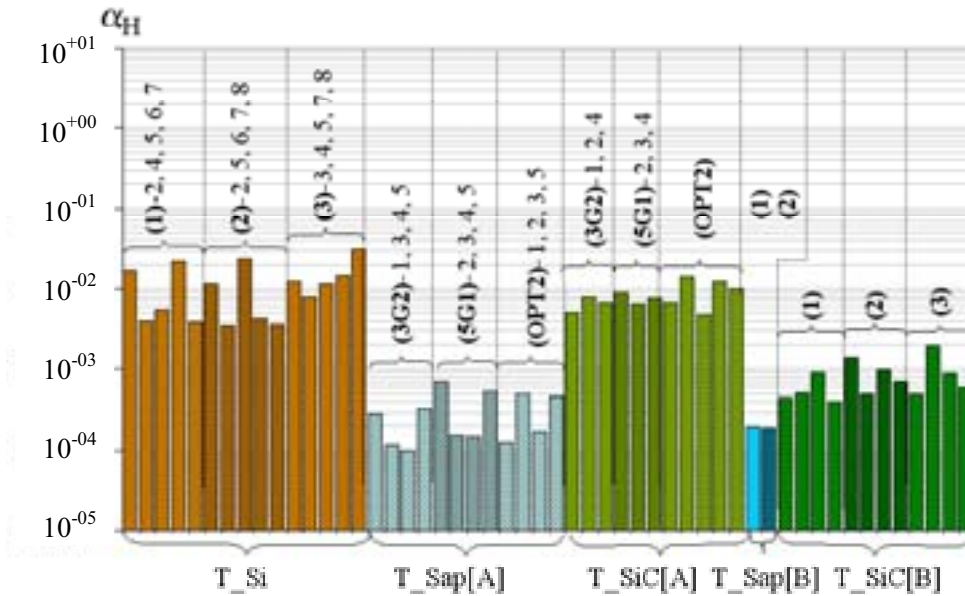


Figure III.32 : Paramètre de Hooge des composants étudiés extrait en régime ohmique à  $V_{GS} = 0V$

Les deux technologies sur substrat saphir présentent les meilleures performances, avec pour les meilleurs composants un paramètre de Hooge de l'ordre de  $1 \text{ à } 2 \times 10^{-4}$ . La tendance est similaire à celle de la comparaison des paramètres  $\alpha_H/N$ .

$$\alpha_{H(T\_Sap[B])} < \alpha_{H(T\_Sap[A])} < \alpha_{H(T\_SiC[B])} < \alpha_{H(T\_Si)} < \alpha_{H(T\_SiC[A])}$$

Les résultats obtenus pour la technologie T\_Si et la technologie T\_SiC[A] sont donc à prendre avec prudence, puisqu'une sous estimation du nombre de porteurs dans le canal entraîne une sur estimation du paramètre de Hooge.

Notons enfin que cette extraction est faite en faisant l'hypothèse que la source de bruit prédominante responsable du bruit en courant de drain en régime ohmique à  $V_{GS}$  nul est localisée dans le canal entre drain et source, et non dans les régions d'accès  $R_{cs}$  et  $R_s$  côté source et  $R_{cd}$  et  $R_d$  côté drain.

### III.3.1.4 Paramètre de Hooge : état de l'art

Le paramètre empirique de Hooge permet de comparer les performances en bruit basses fréquences des composants électroniques. Le tableau III.2 présente, pour des composants à l'état de l'art, la valeur du paramètre de Hooge associé au bruit de drain pour les filières HEMT GaN.

Substrat	Epitaxie	Passivation	Hétéro-structure (Surface → couche tampon)	Epaisseur	Fraction molaire	Dopage (cm <sup>-3</sup> )	$\mu$ (300 K) (cm <sup>2</sup> v <sup>-1</sup> s <sup>-1</sup> )	$n_s$ (x 10 <sup>13</sup> cm <sup>-2</sup> )	$\alpha_H$	Référence
saphir	MOVPE	non	AlGaN AlGaN GaN	30nm 3nm 50nm	0,15 0,15 -	Si : 2 x 10 <sup>18</sup> n.i.d. Si : 5 x 10 <sup>17</sup>	460	1,6	1 x 10 <sup>-4</sup>	[BAL99]
4H-SiC	?	?	AlGaN AlGaN GaN	20nm 3nm 50nm	0,33 0,33 -	Si : 4 x 10 <sup>18</sup> n.i.d. n.i.d.	1339	1,1 à 1,2	1 x 10 <sup>-4</sup>	[BAL00]
4H-SiC	?	?	AlGaN AlGaN GaN	13nm 3nm 50nm	0,14 0,14 -	Si : 5 x 10 <sup>18</sup> n.i.d. Si : 2 x 10 <sup>18</sup>	616	1,1 à 1,2	1 x 10 <sup>-3</sup>	[BAL00]
saphir	MBE	?	AlGaN GaN	100nm 1μm	0,3 -	n.i.d. n.i.d.	1238	1,05	2 x 10 <sup>-4</sup>	[GAR00] [MUR99]
SiC	MOVPE	?	AlGaN GaN	30nm 1,6μm	0,3 -	n.i.d. n.i.d.	1505	1,4	8 x 10 <sup>-5</sup>	[GAR00] [SMA99]
Saphir	LP- MOVPE	SiO <sub>2</sub>	GaN GaN	60nm 2μm	- -	Si : 1x 10 <sup>18</sup> n.i.d.	100	?	3 x 10 <sup>-3</sup>	[RUM01-2]
4H-SiC (S.I.)	MOVPE	?	AlGaN GaN	30nm 0,4μm	0,2 -	Si : 2 x 10 <sup>18</sup> n.i.d.	1000	0,65	2 x 10 <sup>-3</sup>	[RUM02-1]
4H-SiC (S.I.)	MOVPE	?	AlGaN GaN	10nm 0,4μm	0,2 -	Si : 2 x 10 <sup>18</sup> n.i.d.	600	0,83	3 x 10 <sup>-4</sup>	[RUM02-1]
SiC	?	non	AlGaN GaN	40nm 50nm	0,2 -	n.i.d. Si : 2 x 10 <sup>17</sup>	1500	1,3	1,7 x 10 <sup>-4</sup>	[RUM02-2]
saphir	MOVPE	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	AlGaN GaN	23nm 1,1μm	0,33 -	n.i.d. n.i.d.	1250	1,05	2 x 10 <sup>-4</sup>	[VIT02-1]
SiC (I.)	LP- MOVPE	?	AlGaN InlGaN GaN	25nm 5nm 1,4μm	0,25 < 0,1 -	n.i.d. n.i.d. n.i.d.	800	1	1 x 10 <sup>-3</sup>	[PAL03]
SiC (S.I.)	?	non	AlGaN GaN	15nm 1μm	0,2 -	n.i.d. n.i.d.	1050	1,05	3 x 10 <sup>-4</sup>	[RUM03]
saphir	MOVPE	?	AlGaN GaN	20nm 200nm	0,31 -	n.i.d. n.i.d.	1007	1	3 x 10 <sup>-4</sup>	[SU03]
saphir	MOVPE	?	AlGaN AlGaN AlGaN GaN	10nm 7nm 3nm 200nm	0,31 0,31 0,31 -	n.i.d. Si : 5 x 10 <sup>18</sup> n.i.d. n.i.d.	1155	1,2	3,1 x 10 <sup>-3</sup>	[SU03]
SiC (S.I.)	MOVPE	non	AlGaN GaN	20nm 1,5μm	0,3 -	n.i.d. n.i.d.	1300	1	1,3 x 10 <sup>-3</sup>	[VER03]
SiC (S.I.)	MOVPE	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	AlGaN GaN	20nm 1,5μm	0,3 -	n.i.d. n.i.d.	1300	1	1,2 x 10 <sup>-3</sup>	[VER03]
saphir	MOVPE	non	AlGaN GaN	? ?	? -	n.i.d. n.i.d.	?	?	1 x 10 <sup>-3</sup>	[REN04]
Si	MBE	SiO <sub>2</sub> Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	AlGaN GaN	? ?	? -	n.i.d. n.i.d.	?	?	1 x 10 <sup>-3</sup>	[REN04]

Tableau III.2 : Paramètre de Hooge dans la filière HEMT sur GaN

Les techniques d'extraction du paramètre de Hooge peuvent varier d'une publication à une autre. Par exemple, dans le cas des travaux de S. A. Vertiatchikh, le paramètre de Hooge donné est calculé dans la région située uniquement sous la grille [VER03]. On note globalement que plus le produit mobilité des porteurs par nombre de porteurs est élevé, et plus le paramètre de Hooge diminue.

On constate que les composants dont nous disposons offrent de bonnes performances en regard des résultats de la filière HEMT sur GaN.

Le tableau III.3 donne la valeur du paramètre de Hooge d'autres filières concurrentes de la filière HEMT sur GaN. Nous pouvons constater que la filière GaN présente des valeurs du paramètre de Hooge du même ordre de grandeur.

Filière	Hétéro-structure	$\alpha_H$	Référence
GaAs	AlGaAs/GaAs	$2 \times 10^{-4}$	[PER90]
GaAs pseudomorphique	InGaP/In <sub>0,22</sub> Ga <sub>0,78</sub> As	$3,8 \times 10^{-3}$	[KIM01-1]
	InGaP/In <sub>0,33</sub> Ga <sub>0,67</sub> As	$1,9 \times 10^{-4}$	
GaAs	InAlAs/InGaAs	$3,7 \times 10^{-5}$	[KIM01-2]
SiGe	SiGe/Si	$2 \times 10^{-5}$	[LUK02]

Tableau III.3 : Paramètre de Hooge d'autres filières que celle des HEMTs sur GaN

Comme nous l'avons vu au premier chapitre, les HEMTs sur GaN sont envisagés pour les applications spatiales. Des études ont été réalisées sur la résistance des HEMTs sur GaN face aux radiations ionisantes, notamment par l'équipe de S. A. Vitusevich. Les composants utilisés pendant ces travaux sont ceux décrits au tableau III.2 [VIT02-1]. Après une irradiation au cobalt 60 à une dose de  $10^8$  rad, il est observé que les composants de plus grande longueur de grille sont les plus résistants. Suite à l'irradiation, les courants de fuites du contact Schottky augmentent, les tensions de seuil deviennent plus négatives, par contre la transconductance s'améliore. En ce qui concerne le paramètre de Hooge, celui-ci augmente d'un facteur compris entre 3 et 5 [VIT02-2].

### III.3.2 Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation

Ce paragraphe présente les résultats des mesures de bruit en courant de drain réalisées dans une large gamme de polarisation, pour un composant typique de chaque technologie. Notons que les mesures de bruit en régime de saturation sont délicates à réaliser en raison de problèmes d'auto-oscillations parfois difficiles à contrôler. Les figures III.33 à III.37 présentent respectivement l'évolution du paramètre  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de la résistance  $R_{DS}$  en fonction du carré du courant de drain pour les composants T\_Si-(2)-7, T\_Sap[A]-(5G1)-3, T\_SiC[A]-(5G1)-2, T\_Sap[B]-(2) et T\_SiC[B]-(1)-4 :

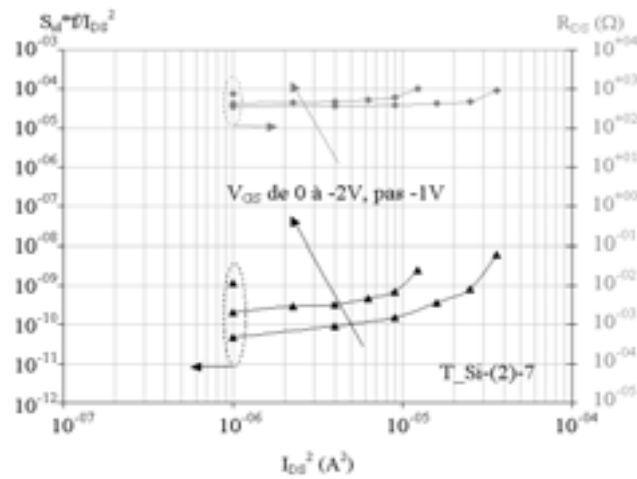


Figure III.33 : Evolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $I_{DS}^2$  pour le composant T\_Si-(2)-7

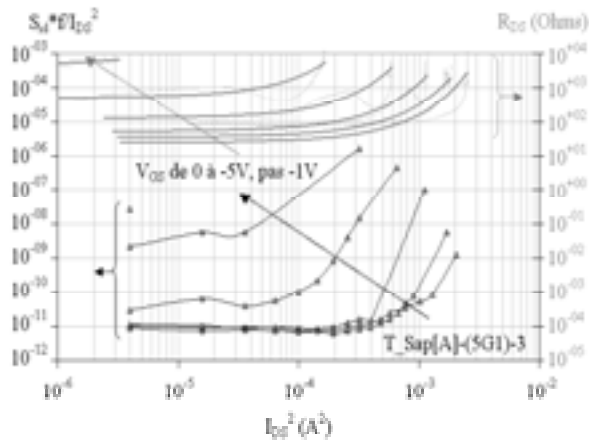


Figure III.34 : Evolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $I_{DS}^2$  pour le composant T\_Sap[A]-(5G1)-3

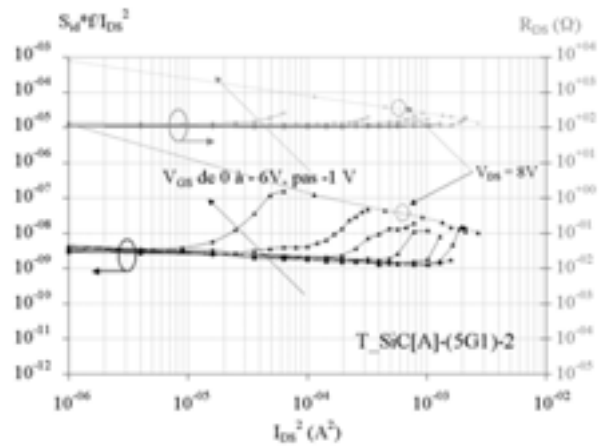


Figure III.35 : Evolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $I_{DS}^2$  pour le composant T\_SiC[A]-(5G1)-2

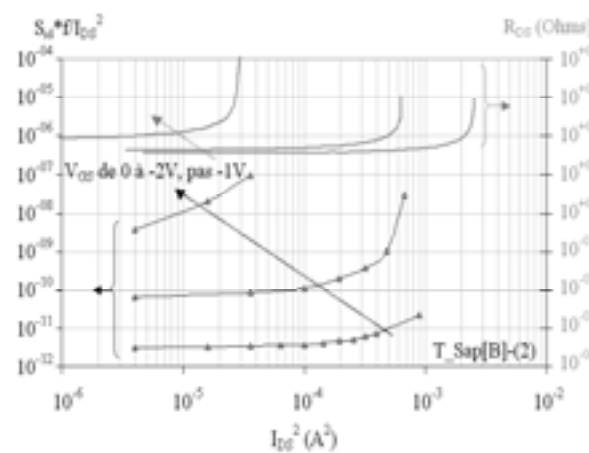


Figure III.36 : Evolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $I_{DS}^2$  pour le composant T\_Sap[B]-(2)

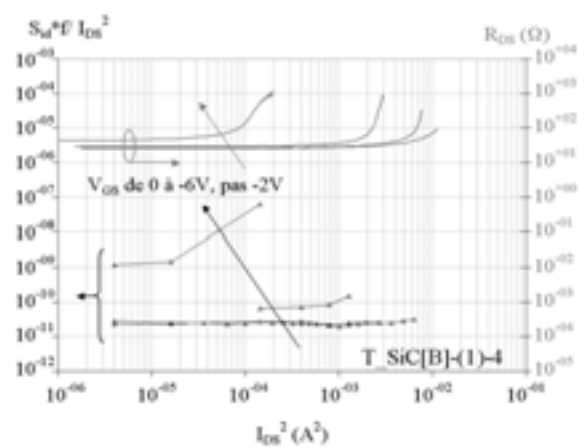


Figure III.37 Evolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $I_{DS}^2$  pour le composant T\_SiC[B]-(1)-4

Le paramètre  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  ou  $\alpha_H / N$  est à peu près indépendant de  $I_{DS}^2$  en régime ohmique comme nous l'avons vu au paragraphe III.3.1. Lorsque  $R_{DS}$  augmente en fonction de  $I_{DS}^2$ , le

composant entre en régime de saturation et le bruit de drain normalisé augmente brutalement. Nous relevons la particularité du composant de la technologie T\_SiC[A] à la figure III.35, qui montre en régime ohmique une diminution du niveau de bruit de drain lorsque  $I_{DS}$  augmente.

**Remarque :** Nous avons également cherché à déterminer l'évolution du bruit en courant de drain à  $V_{GS} = 0$  V, donc à canal ouvert, à partir des faibles valeurs de  $V_{DS}$ , jusqu'à des valeurs de  $V_{DS}$  correspondant au fonctionnement du transistor en régime de saturation. Ces mesures ont été réalisées sur plusieurs composants, présentant d'une part une zone de fonctionnement en régime de saturation où n'interviennent pas les effets thermiques, et d'autre part une valeur de résistance  $R_{DS}$  suffisamment faible pour autoriser un grand nombre de points de mesures en régime de saturation.

La figure III.38 présente l'évolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  en fonction de  $I_{DS}^2$ , à  $V_{GS} = 0$  V, pour le HEMT T\_SiC[A]-(OPT2)-4, du régime ohmique au régime de saturation, et la figure III.39 présente les points de polarisation correspondants aux mesures de la figure III.38.

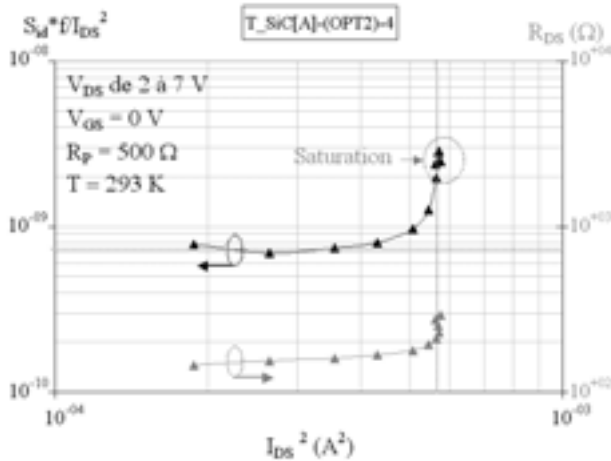


Figure III.38 : Evolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $I_{DS}^2$ , à  $V_{GS} = 0$  V, du régime ohmique au régime de saturation, pour le HEMT T\_SiC[A]-(OPT2)-4

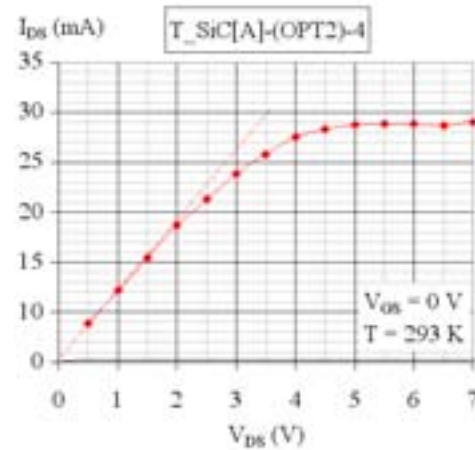


Figure III.39 : Réseau  $I_{DS}(V_{DS})$  correspondant aux points de mesure de la figure III.38

Pour  $V_{DS}$  de 0,5 à 2,5 V, le rapport  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  est constant puisque le composant fonctionne en régime ohmique. Lorsque  $V_{DS}$  est supérieure à 4,5 V, le composant est polarisé en régime de saturation, le courant de drain est à sa valeur de saturation  $I_{DSS}$ , et le rapport  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  est constant, prenant une valeur de l'ordre de 2 à 3  $\times 10^{-9}$ . Entre les deux zones évoquées précédemment, lorsque le composant passe du régime ohmique au régime de saturation, zone dans laquelle  $R_{DS}$  augmente brusquement en fonction de  $V_{DS}$ , la valeur du rapport  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  augmente elle aussi brusquement.



### III.4 Modélisation des sources de bruit responsables du bruit en courant de drain

#### III.4.1 Localisation des sources de bruit dans le canal

La localisation des sources de bruit prédominantes responsables du bruit en courant de drain est réalisée par analyse de l'évolution de ce dernier en fonction de la polarisation du composant. La méthode a largement été utilisée pour les MOSFETs sur silicium, comme pour les transistors à effet de champ sur GaAs. Elle consiste à représenter l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$ , la polarisation de grille relative, à une tension drain-source  $V_{DS}$  constante.

Il est établi que le bruit en  $1/f$  des FETs est associé aux fluctuations de la résistance équivalente  $R_{DS}$ . Dans les FETs basés sur GaAs, la source de bruit en excès aux basses fréquences prédominante est localisée dans le canal bidimensionnel. L'origine du bruit en  $1/f$  est attribué aux fluctuations de la mobilité des électrons dans le canal, et le bruit en  $1/f$  peut être décrit par la loi empirique proposée par Hooge [HOO69] [HOO81] [SAY95]. Ce type d'analyse se retrouve dans l'étude du bruit de drain des HEMTs sur GaN, dans lesquels les sources de bruit dominantes sont localisées dans le volume du composant, et plus précisément dans le canal [RUM01-2].

Rappelons que le bruit en courant de drain normalisé au carré du courant de drain en régime ohmique peut être écrit dans les HEMTs comme :

$$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \frac{S_{R_{DS}}}{R_{DS}^2} = \frac{\alpha_H}{N} \frac{1}{f} \quad \text{Eq. III.20}$$

où  $N$  est le nombre total d'électrons libres entre drain et source, et  $R_{DS}$  la résistance équivalente drain-source. Plus généralement, l'expression du bruit en courant produit par  $n$  résistances en série et parcourues par un courant  $I$  peut s'écrire :

$$\frac{S_i(f)}{I^2} = \frac{S_R(f)}{R^2} = \frac{\sum_{X=1}^n S_{R_X}(f)}{\left(\sum_{X=1}^n R_X\right)^2} \quad \text{Eq. III.21}$$

La densité spectrale de bruit d'une résistance  $R_X$  de type semi-conducteur peut s'écrire :

$$S_{R_X}(f) = q \frac{\alpha_X \mu_X R_X^3}{L^2} \frac{1}{f} \quad \text{Eq. III.22}$$

Notons que nous utilisons cette expression même lorsque le composant est polarisé en régime de saturation. Il vient :

$$\frac{S_i(f)}{I^2} = \frac{S_R(f)}{R^2} = \frac{q}{\left(\sum_{X=1}^n R_X\right)^2} \left[ \sum_{X=1}^n \frac{\alpha_X \mu_X R_X^3}{L_X^2} \right] \frac{1}{f} \quad \text{Eq. III.23}$$

A ce stade du raisonnement, nous faisons plusieurs hypothèses :

- La source de bruit prédominante responsable du bruit en courant de drain est localisée dans le canal dans toute la gamme de polarisation du composant. Certaines technologies HEMTs basés sur GaN ont montré que les contacts ohmiques pouvaient être particulièrement bruyants, comme dans le cas des travaux de J. A. Garrido [GAR00]. Pour cette raison, nous ne ferons l'étude de la localisation des sources de bruit uniquement pour les technologies T\_Sap[A] et T\_SiC[B], technologies caractérisées par des contacts ohmiques de très bonnes qualités. Pour pouvoir prendre en compte les sources de bruit des contacts ohmiques, il faut disposer de motifs de test adéquats (TLM) permettant de modéliser ces sources de bruit [RUM01-2].
- Le bruit en courant de drain est indépendant du bruit aux basses fréquences associé au courant de grille.

Le canal est divisé en trois zones, la première située entre source et grille de longueur  $L_{SG}$  et de résistance  $R_{sg}$ , la deuxième située sous la grille de longueur  $L_G$  et de résistance  $R_{CH}$ , et la troisième, située entre grille et drain de longueur  $L_{GD}$  et de résistance  $R_{gd}$ , comme l'illustre la figure III.40.

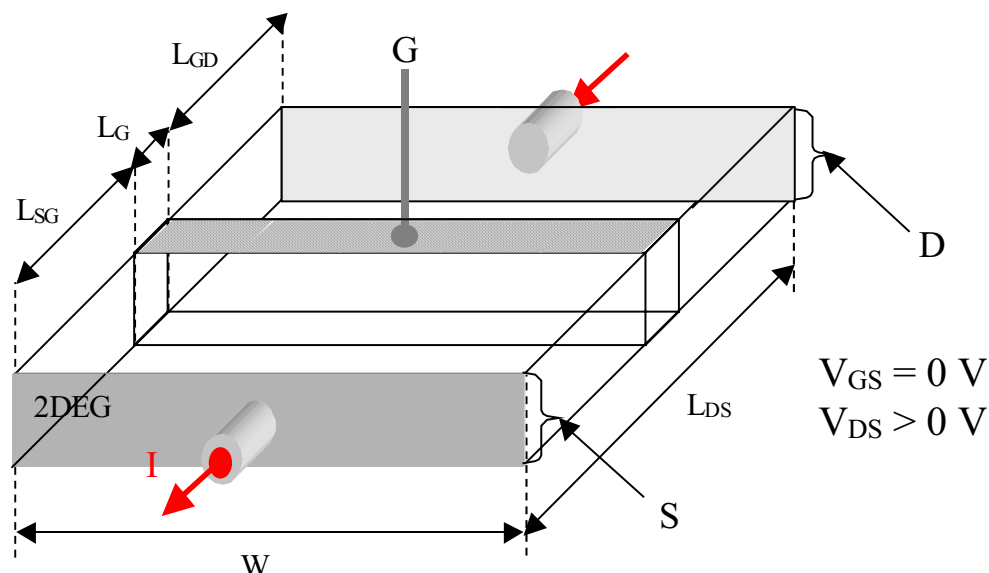


Figure III.40 : Représentation des trois zones du canal à considérer dans l'étude du bruit basses fréquences en courant de drain d'un transistor HEMT

Le courant de fuite de grille est supposé suffisamment faible devant le courant de drain pour considérer que les zones sources-grille et grille-drain sont parcourues par un même courant  $I_{DS}$ .

Pour simplifier le problème, nous allons considérer que les zones source-grille et grille-drain ont des propriétés de conduction électroniques similaires pour chaque point de polarisation, ce qui nous permet de considérer une seule région, que l'on appelle zone du canal non recouvert par la grille, de longueur  $L_S$  et de résistance  $R_S$ . A partir de maintenant,  $R_S$  fait référence à la résistance du canal non recouvert par la grille, et non plus à la résistance parasite côté source. On peut écrire :

$$L_S = L_{SG} + L_{GD} = L_{DS} - L_G \quad \text{Eq. III.24}$$

$$R_S = R_{sg} + R_{gd} \quad \text{Eq. III.25}$$

Ou encore :

$$R_S = R_{DS} - R_{CH} - (R_{cs} - R_{sg} - R_{gd} - R_{cd}) \quad \text{Eq. III.26}$$

Pour séparer les contributions des sources de bruit localisées dans le canal sous la grille et dans le canal non recouvert par la grille, nous pouvons désormais écrire le bruit en courant de drain normalisé comme :

$$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \frac{S_{R_{CH}}(f) + S_{R_S}(f)}{(R_{CH} + R_S)^2} = \frac{1}{R_{DS}^2} \left[ \alpha_{CH} \frac{q\mu_{CH}}{L_G^2} R_{CH}^3 + \alpha_S \frac{q\mu_S}{L_S^2} R_S^3 \right] \frac{1}{f} \quad \text{Eq. III.27}$$

où  $S_{R_{CH}}$  représente la contribution au bruit du canal sous la grille,  $S_{R_S}$  la contribution au bruit du canal non recouvert par la grille,  $\mu_{CH}$  la mobilité électronique dans le canal sous la grille, et  $\mu_S$  la mobilité électronique dans le canal non recouvert par la grille (nous ne prenons donc pas en compte dans cette équation le bruit originaire des résistances d'accès ainsi que des contacts de source et de drain).

A partir de l'équation III.27, nous pouvons distinguer trois cas, en fonction des conditions de polarisation et de la localisation des contributions principales du bruit.

I : Canal ouvert $R_{CH} < R_S$	$S_{R_{CH}} \gg S_{R_S}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \alpha_{CH} \frac{q\mu_{CH}}{L_G^2} \frac{R_{CH}^3}{R_S} \frac{1}{f}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \text{fct}(R_{CH}^3)$
II : Canal ouvert $R_{CH} < R_S$	$S_{R_{CH}} \ll S_{R_S}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \alpha_S \frac{q\mu_S}{L_S^2} R_S \frac{1}{f}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \text{fct}(R_S)$
III : Pincement du canal $R_{CH} > R_S$	$S_{R_{CH}} \gg S_{R_S}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \alpha_{CH} \frac{q\mu_{CH}}{L_G^2} R_{CH} \frac{1}{f}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \text{fct}(R_{CH})$

Tableau III.4 : Evolution de  $S_{id}(f)/I_{DS}^2$  en fonction de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ , des conditions de polarisation et des sources de bruit dominantes

**Premier cas :** En fonctionnement à canal ouvert, la résistance du canal  $R_{CH}$  est plus faible que la résistance  $R_S$ , en particulier dans le cas de composants à faible longueur de grille. Si la source de bruit localisée dans le canal sous la grille est prédominante, nous avons  $S_{RCH} \gg S_{RS}$ , et le bruit en courant de drain normalisé au carré du courant de drain est proportionnel à  $R_{CH}^3$ .

**Deuxième cas :** Toujours en fonctionnement à canal ouvert, si les sources de bruit localisées dans le canal non recouvert par la grille sont prédominantes, on a  $S_{RCH} \ll S_{RS}$ , et le bruit en courant de drain normalisé est proportionnel à  $R_S$ , et ne dépend donc pas de la polarisation de la grille.

**Troisième cas :** Pour des conditions de polarisation proches du pincement, la résistance du canal sous la grille  $R_{CH}$  est bien plus élevée que la résistance du canal non recouvert par la grille  $R_S$ . Pour des composants non dégradés, on peut considérer que le bruit en courant de drain est contrôlé par les sources de bruit localisées dans le canal sous la grille, c'est à dire que  $S_{RCH} \gg S_{RS}$ . Le bruit en courant de drain normalisé au carré du courant de drain est proportionnel à  $R_{CH}$ .

#### III.4.1.1 Approche classique

L'approche classique consiste à réaliser des mesures de bruit en courant de drain à une tension  $V_{DS}$  fixe, pour différentes valeurs de tension de grille  $V_{GS}$ . On utilise alors l'expression de la résistance du canal  $R_{CH}$  sous la grille en régime ohmique en fonction de la polarisation de la grille, donnée par l'équation III.28.

$$R_{CH} = \frac{qL_G a_1}{\epsilon_1 \mu_{CH} W_G} \frac{1}{(V_{GS} - V_{th})} \quad \text{Eq. III.28}$$

En reportant cette expression de  $R_{CH}$  dans l'équation III.27, et en considérant de nouveau les trois cas du tableau III.4, on obtient le tableau III.5.

I : Canal ouvert $R_{CH} < R_S$	$S_{RCH} \gg S_{RS}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \text{fct}\left(\left(\frac{1}{V_{GS} - V_{th}}\right)^3\right)$
II : Canal ouvert $R_{CH} < R_S$	$S_{RCH} \ll S_{RS}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \text{fct}(R_S)$
III : Pincement du canal $R_{CH} > R_S$	$S_{RCH} \gg S_{RS}$	$\frac{S_{id}(f)}{I_{DS}^2} = \text{fct}\left(\left(\frac{1}{V_{GS} - V_{th}}\right)\right)$

Tableau III.5 : Evolution de  $S_{id}(f)/I_{DS}^2$  en fonction de  $(1/(V_{GS} - V_{th}))$  et des sources de bruit dominantes

Cette modélisation du bruit de drain utilise l'expression analytique de  $R_{CH}$  dont le domaine de validité est restreint au régime de fonctionnement ohmique, ce qui nous a conduit à la recherche d'une nouvelle méthode.

### III.4.1.2 Approche utilisée dans ces travaux

Une autre approche consiste à utiliser les résultats obtenus lors des mesures statiques pour extraire les valeurs des résistances  $R_{CH}$  et  $R_S$  en fonction de la polarisation du composant, de manière à pouvoir ré-utiliser ces valeurs dans l'équation III.27. Le but est de créer un modèle empirique basé sur des mesures expérimentales faciles à réaliser : les mesures statiques.

La méthode utilisée pour extraire la valeur des résistances  $R_{CH}$  et  $R_S$  en fonction de la polarisation du composant est présentée dans les annexes du troisième chapitre (A.III.3.). La précision de ces calculs reste limitée en raison des hypothèses simplificatrices utilisées.

#### Utilisation de $R_{CH}$ et de $R_S$ pour la localisation des sources de bruit

Disposant des valeurs de  $R_{CH}$  et de  $R_S$ , et des mesures de bruit en courant de drain pour une même gamme de polarisation, on peut calculer les produits  $\alpha_{CH}\mu_{CH}$  et  $\alpha_S\mu_S$  qui permettent de modéliser le bruit en courant de drain normalisé à partir de l'équation III.27.

A  $V_{GS} = 0$  V, nous considérons que les propriétés de conduction sont identiques sur toute la longueur du canal. Pour tous les HEMTs étudiés dans ce travail, nous avons toujours  $L_G < L_S$ , et donc  $R_{CH} < R_S$ . La zone du canal sous la grille ne représente qu'une petite portion du canal. Sa contribution au bruit du canal sur toute sa longueur est donc plus faible que la contribution de la zone du canal non recouvert par la grille. Nous avons donc  $S_{RCH} < S_{RS}$ .

A  $V_{GS} > 0$  V, le nombre de porteurs dans le canal sous la grille augmente, les propriétés de conduction de cette zone sont améliorées, la résistivité de cette zone diminue,  $R_{CH}$  diminue, et nous avons toujours  $R_{CH} < R_S$ . Nous en concluons que  $S_{RCH} < S_{RS}$ .

A  $V_{GS} < 0$  V, le nombre de porteurs sous la grille diminue. La résistivité de la zone sous la grille augmente,  $R_{CH}$  augmente, donc la contribution au bruit total de cette zone augmente. A  $V_{DS}$  fixée, à mesure que l'on diminue  $V_{GS}$  et que cette zone devient plus bruyante, nous pouvons passer successivement par les cas suivants :

$$\begin{array}{lll} \mathbf{R_{CH} < R_S} & \text{et} & \mathbf{S_{RCH} < S_{RS}} \\ \mathbf{R_{CH} < R_S} & \text{et} & \mathbf{S_{RCH} > S_{RS}} \\ \mathbf{R_{CH} > R_S} & \text{et} & \mathbf{S_{RCH} > S_{RS}} \end{array}$$

La figure III.41 présente un réseau de sortie sur lequel figurent les différents cas que nous venons de présenter. Sont également représentés les points de polarisation (cercles noirs) pour lesquels la résistance  $R_{CH}$  est égale à la résistance  $R_S$ .

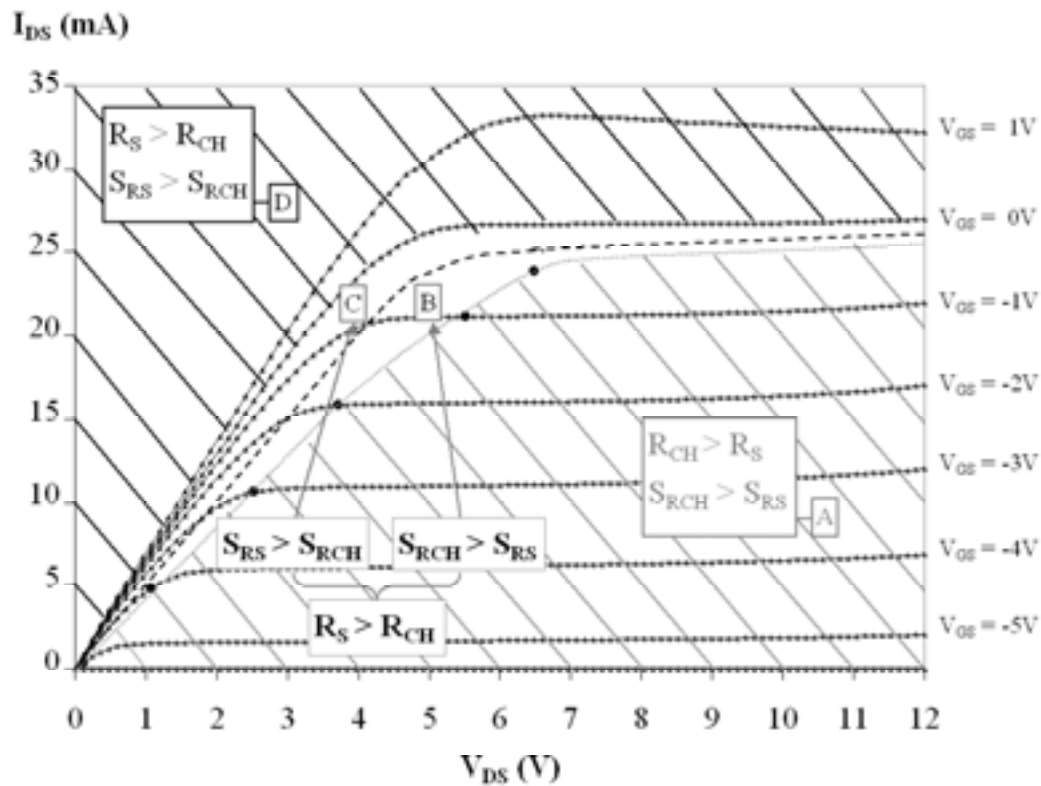


Figure III.41 : Identification sur un réseau de sortie des sources de bruit prédominantes du canal en fonction de la polarisation du composant. Les points de polarisation où  $R_{CH}$  est égale à  $R_S$  (cercles noirs) sont également représentés

Nous considérons quatre zones, en fonction de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $S_{RCH}$ ,  $S_{RS}$ , et donc de la polarisation du composant. Notons que la limite entre les zones C et B est tracée de manière approximative.

Le tableau III.6 donne les informations relatives aux quatre zones A, B, C et D.

Zone	$V_{GS}$	$R_{CH}, R_S$	$S_{RCH}, S_{RS}$
A (hachurée gris)	$< 0V$	$R_{CH} > R_S$	$S_{RCH} > S_{RS}$
B (non hachurée)	$< 0V$	$R_{CH} < R_S$	$S_{RCH} > S_{RS}$
C (non hachurée)	$< 0V$	$R_{CH} < R_S$	$S_{RCH} < S_{RS}$
D (hachurée noir)	$\geq 0V$	$R_{CH} < R_S$	$S_{RCH} < S_{RS}$

Tableau III.6 : Zones de fonctionnement à considérer pour prévoir la contribution principale responsable du bruit en courant de drain des HEMTs GaN

**Contribution de la zone du canal non recouvert par la grille :** Lorsque  $S_{RS} \gg S_{RCH}$ , c'est le produit  $\mu_S \alpha_S$  de l'équation III.27 que l'on doit extraire de manière à ce que les résultats expérimentaux concordent avec les résultats théoriques. A  $V_{GS} = 0V$ , la zone du canal non

recouvert par la grille est la source de bruit dominante. Lorsque cette zone est polarisée en régime ohmique, le produit  $\mu_S \alpha_S$  doit être constant.

**Contribution du canal sous la grille :** Lorsque  $S_{RCH} \gg S_{RS}$ , c'est le produit  $\mu_{CH} \alpha_{CH}$  de l'équation III.27 que l'on extrait de manière à ce que les résultats expérimentaux concordent avec les résultats théoriques. Pour tenir compte de la contribution de la zone du canal non recouvert par la grille au bruit total lorsque le canal sous la grille est la source de bruit dominante, nous considérons que le produit  $\mu_S \alpha_S$  demeure constant tant que les propriétés de conduction de cette zone restent inchangées.

Si l'on parvient à déterminer les valeurs de  $\mu_{CH}$  et  $\mu_S$  en fonction de la polarisation, nous pourrions trouver l'évolution globale des paramètres de Hooge  $\alpha_{CH}$  et  $\alpha_S$  en fonction de la polarisation, et permettre ainsi la modélisation du bruit basses fréquences en courant de drain des HEMTs étudiés.

Nous allons dans la suite de ce travail présenter les résultats sous la forme d'un graphe donnant l'évolution de  $S_{id} * f / I_{DS}^2$  en fonction de  $1 / (V_{GS} - V_{th})$  à une tension  $V_{DS}$  fixe, puisque nombre de publications utilise cette représentation. D'après la figure III.41, on doit s'attendre à ce que la contribution du bruit du canal sous la grille prenne le pas sur la contribution de la zone du canal non recouvert par la grille pour des valeurs de la tension de grille  $V_{GS}$  de plus en plus faibles (en valeur absolue) à mesure que  $V_{DS}$  augmente.

### III.4.2 Résultats expérimentaux

Nous allons évaluer la méthode proposée à travers deux exemples réalisés sur deux technologies pour lesquelles la contribution des sources de bruit associées aux contacts ohmiques peut être considérée comme négligeable. Le premier exemple est réalisé sur un HEMT de la technologie T\_SiC[B] (composant T\_SiC[B]-(1)-4) et le deuxième exemple est réalisé sur un HEMT de la technologie T\_Sap[A] (composant T\_Sap[A]-(3G2)-3).

Les deux composants étudiés ont un espace drain-source identique, de 3  $\mu\text{m}$ . Les résultats sont tirés de mesures de bruit en courant de drain réalisées pour trois valeurs de  $V_{DS}$  en faisant varier  $V_{GS}$ .

La présentation des résultats obtenus pour les deux HEMTs se déroule de la manière suivante :

Nous présentons dans un premier temps les caractéristiques de sortie des composants où les lignes en pointillés représentant les trois tensions drain-source auxquelles nous sommes placés pour réaliser l'étude (figures III.42 et III.46).

Pour chaque valeur de  $V_{DS}$  traitée, nous présentons deux graphes par page :

Les graphes de type [A], situés en haut de page, présentent en fonction de  $1 / (V_{GS} - V_{th})$  l'évolution du bruit en courant de drain normalisé au carré du courant de drain à  $f = 1$  Hz, l'évolution de la résistance  $R_{DS}$ , de la résistance du canal  $R_{CH}$  sous la grille, de la résistance

du canal  $R_S$  non recouvert par la grille, et l'évolution des deux contributions  $[qR_{CH}^3/(L_G R_{DS})^2]$  et  $[qR_S^3/(L_S R_{DS})^2]$  de l'équation III.27.

Les graphes de type [B], situés en bas de page, présentent en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  d'une part l'évolution des deux produits  $\mu_S \alpha_S$  et  $\mu_{CH} \alpha_{CH}$  déterminés de manière à ce que les courbes théoriques et les résultats expérimentaux des graphes de type [A] coïncident, et d'autre part l'évolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$ , et  $\alpha_{CH}$ .

### Composant T\_SiC[B]-(1)-4

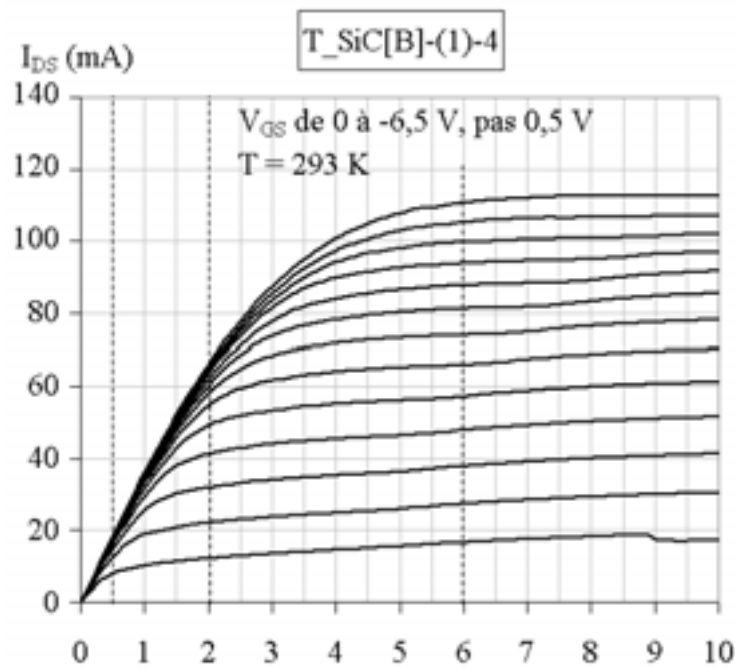
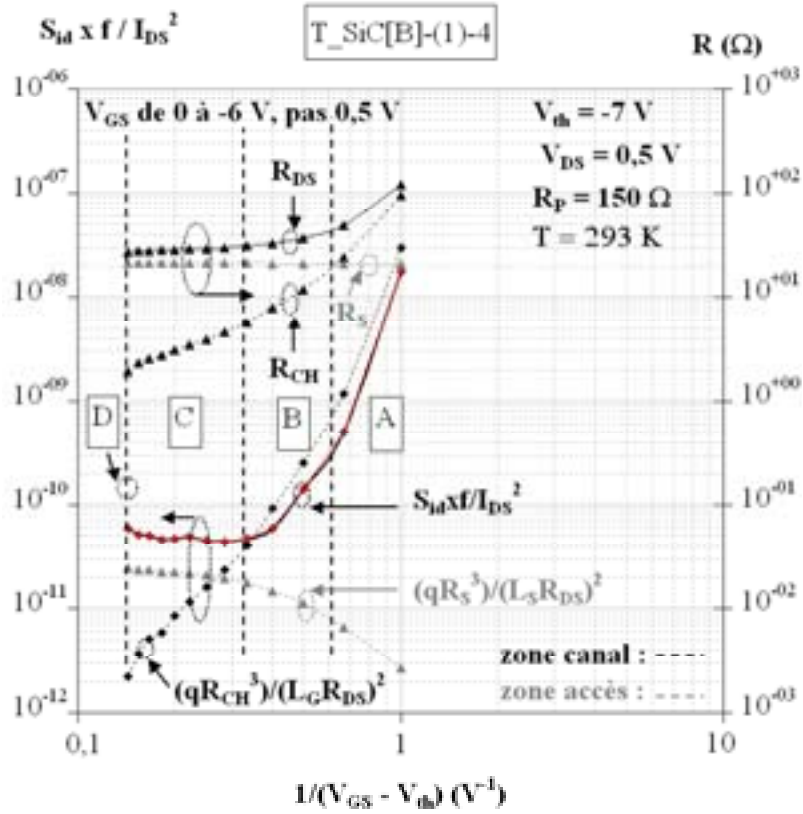
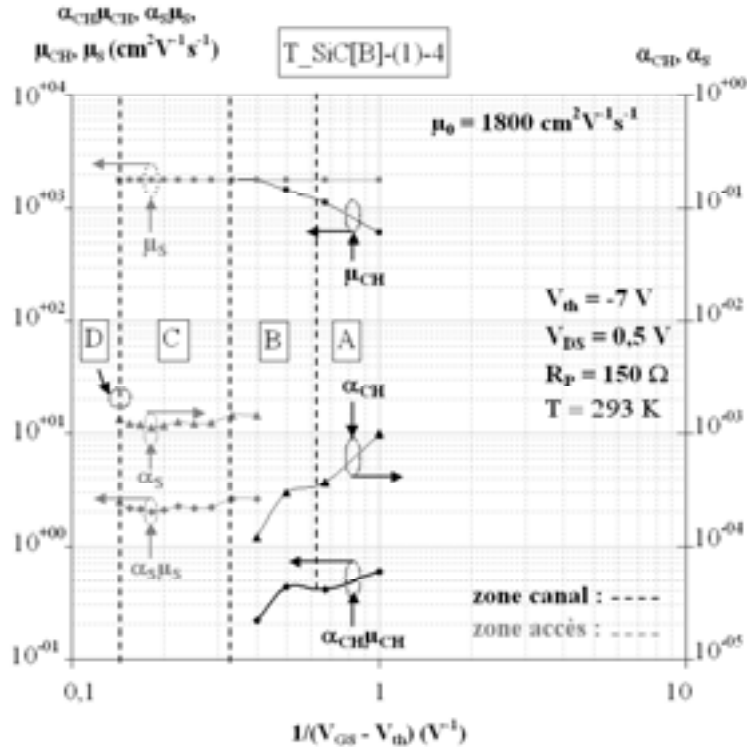


Figure III.42 : Caractéristiques de sortie du composant T\_SiC[B]-(1)-4



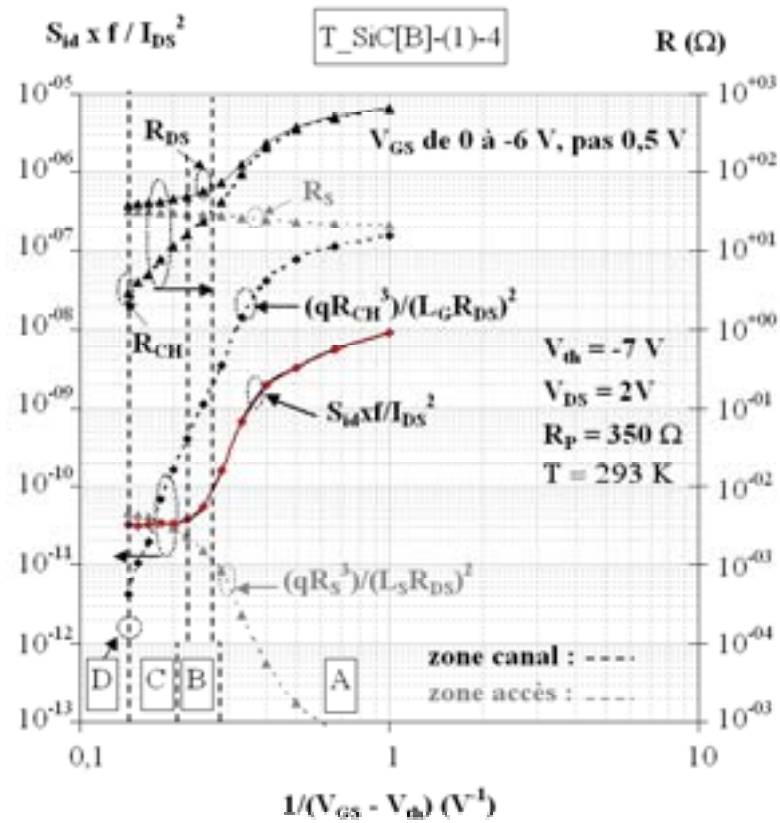


[A] : Evolution de  $(S_{id}x f / I_{DS}^2)$  à  $f=1\text{Hz}$ , de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $R_{DS}$  et des deux contributions de l'équation III.27 représentés en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

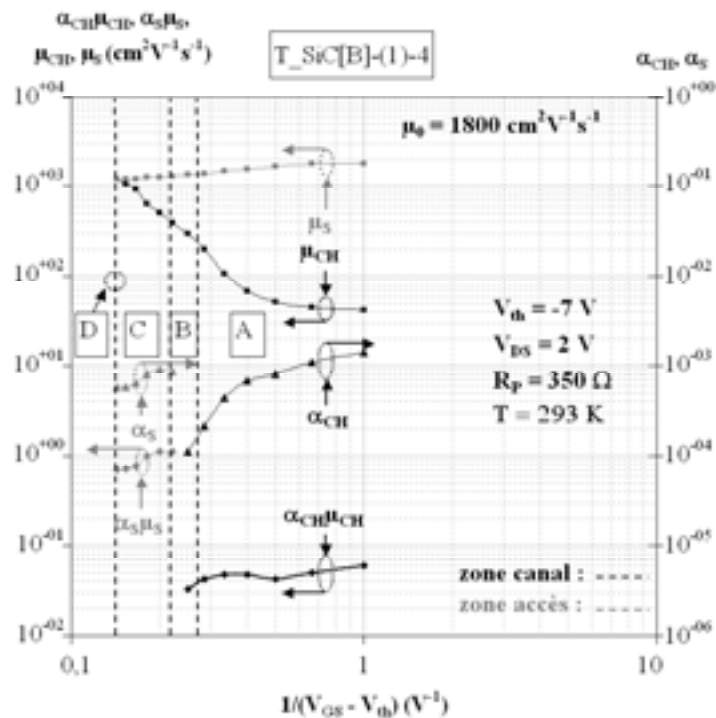


[B] : Evolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$ , et  $\alpha_{CH}$  ainsi que des produits  $\mu_S \alpha_S$  et  $\mu_{CH} \alpha_{CH}$  représentés en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

Figure III.43 : Résultats obtenus pour le composant  $T_{SiC[B]}-(1)-4$  à  $V_{DS}=0,5\text{V}$

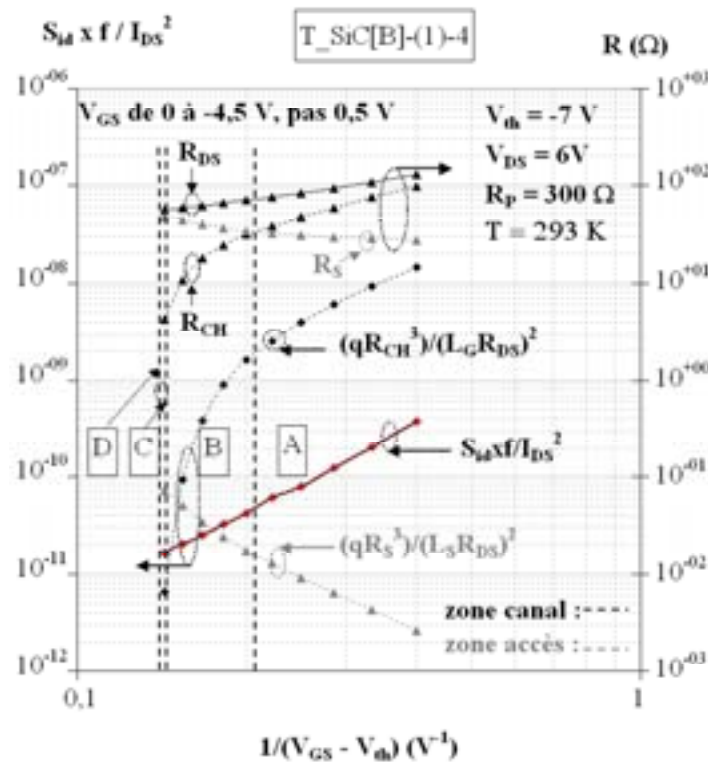


[A] : Evolution de  $(S_{id}xf/I_{DS}^2)$  à  $f=1Hz$ , de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $R_{DS}$  et des deux contributions de l'équation III.27 représentés en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

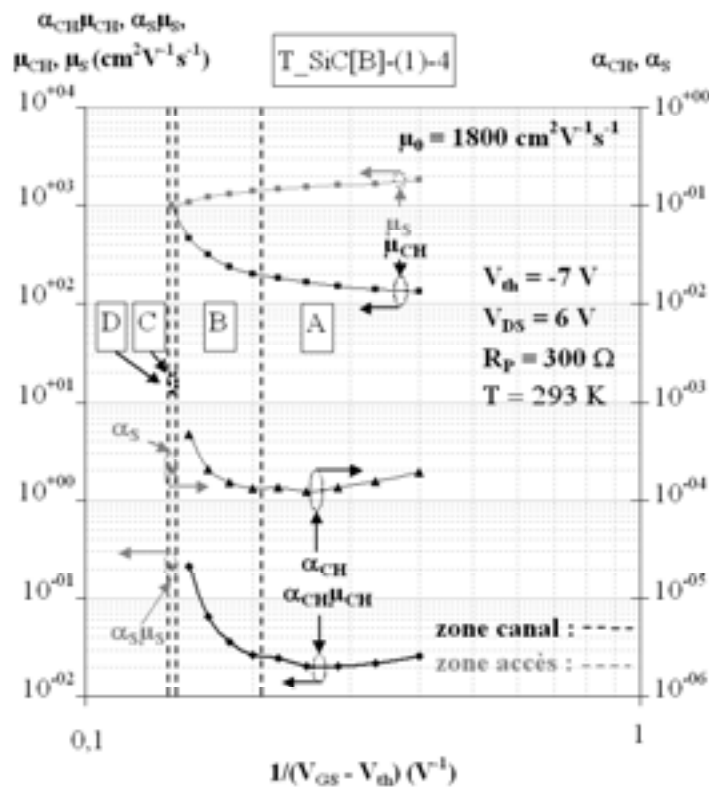


[B] : Evolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$ , et  $\alpha_{CH}$  ainsi que des produits  $\mu_S \alpha_S$  et  $\mu_{CH} \alpha_{CH}$  représentés en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

Figure III.44 : Résultats obtenus pour le composant T\_SiC[B]-(1)-4 à  $V_{DS}=2V$



[A] : Evolution de  $(S_{id}xf/I_{DS}^2)$  à  $f = 1$  Hz, de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $R_{DS}$  et des deux contributions de l'équation III.27 représentés en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$



[B] : Evolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$ , et  $\alpha_{CH}$  ainsi que des produits  $\mu_S\alpha_S$  et  $\mu_{CH}\alpha_{CH}$  représentés en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

Figure III.45 : Résultats obtenus pour le composant T\_SiC[B]-(1)-4 à  $V_{DS}=6V$

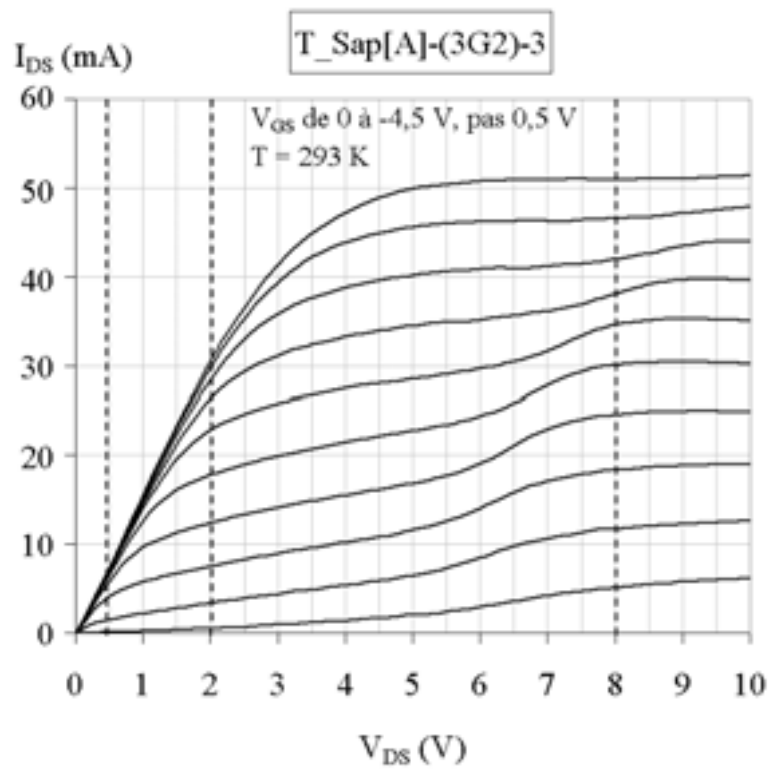
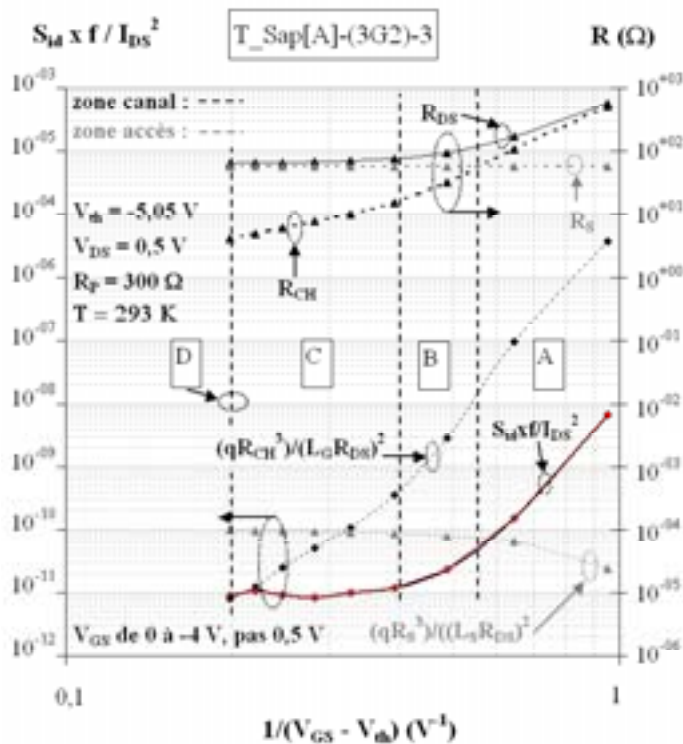
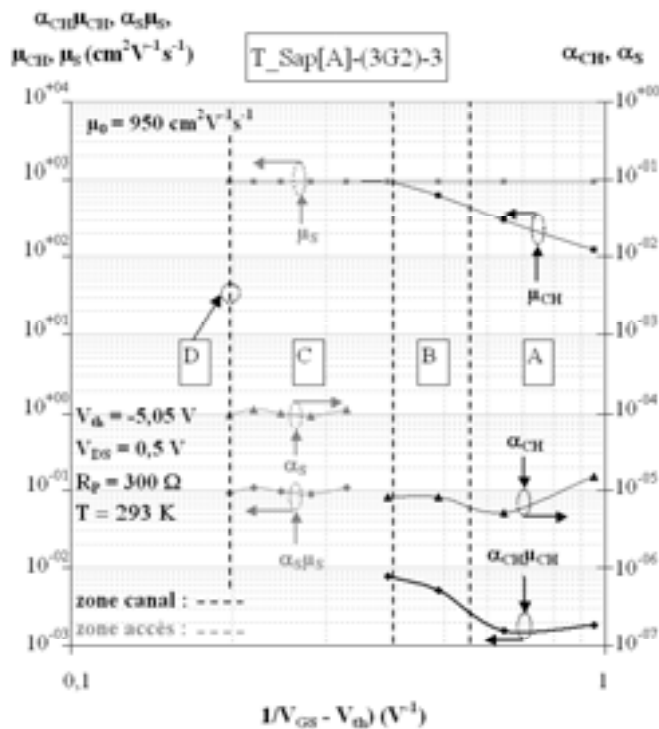
**Composant T\_Sap[A]-(3G2)-3**

Figure III.46 : Caractéristiques de sortie du composant T\_Sap[A]-(3G2)-3

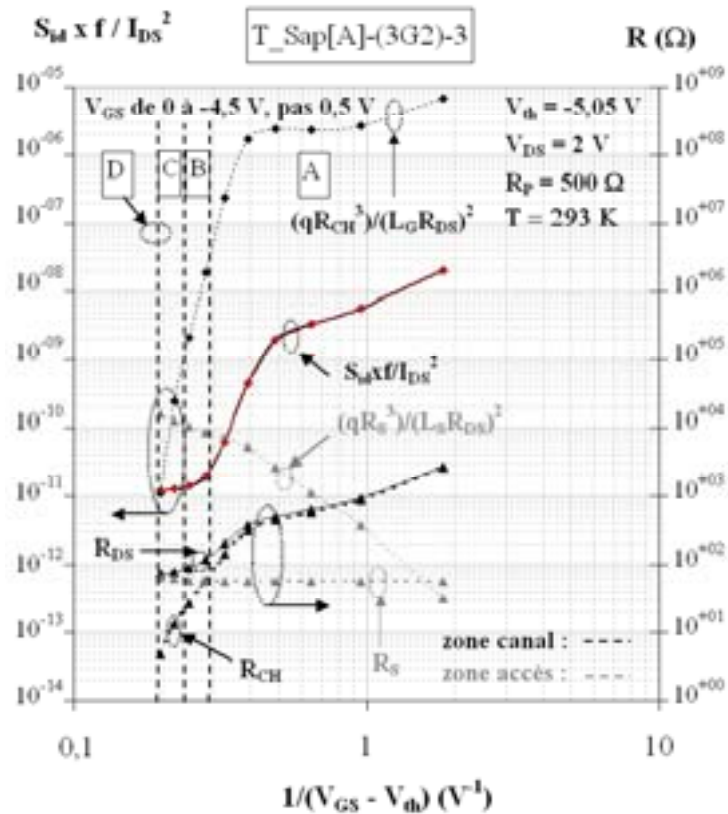


[A] : Evolution de  $(S_{id}xf/I_{DS}^2)$  à  $f = 1$  Hz, de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $R_{DS}$  et des deux contributions de l'équation III.27 représentés en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

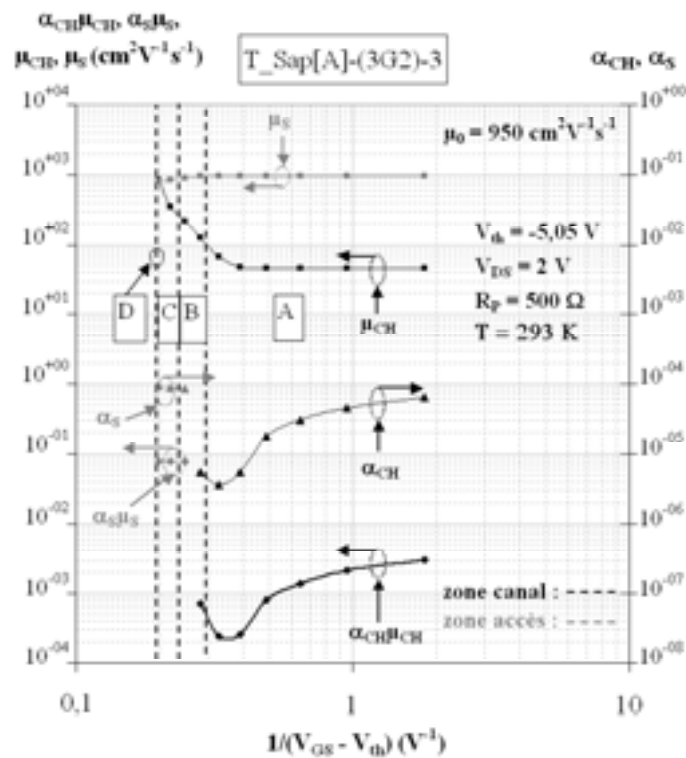


[B] : Evolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$ , et  $\alpha_{CH}$  ainsi que des produits  $\mu_S\alpha_S$  et  $\mu_{CH}\alpha_{CH}$  représentés en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

Figure III.47 : Résultats obtenus pour le composant T\_Sap[A]-(3G2)-3 à  $V_{DS}=0,5V$

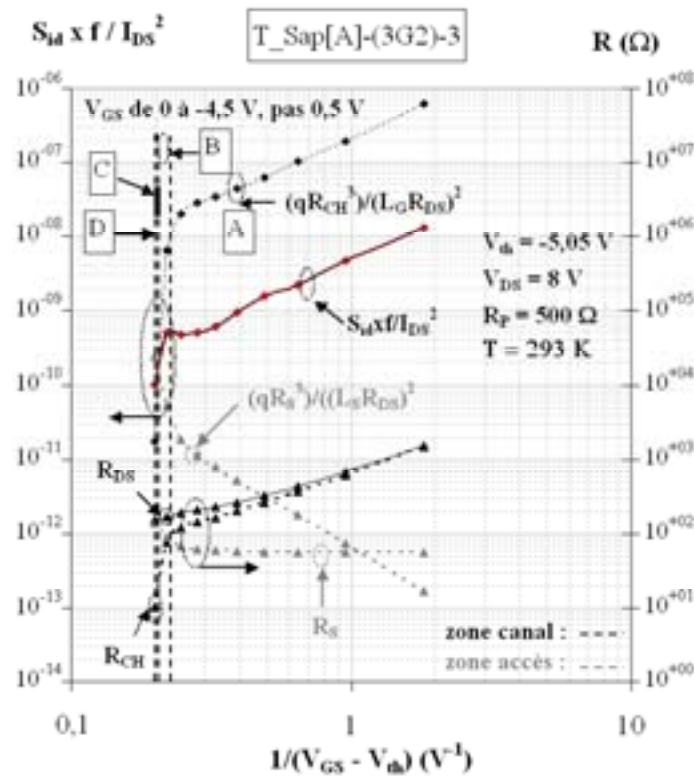


[A] : Evolution de  $(S_{id} \times f / I_{DS}^2)$  à  $f = 1$  Hz, de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $R_{DS}$  et des deux contributions de l'équation III.27 représentés en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

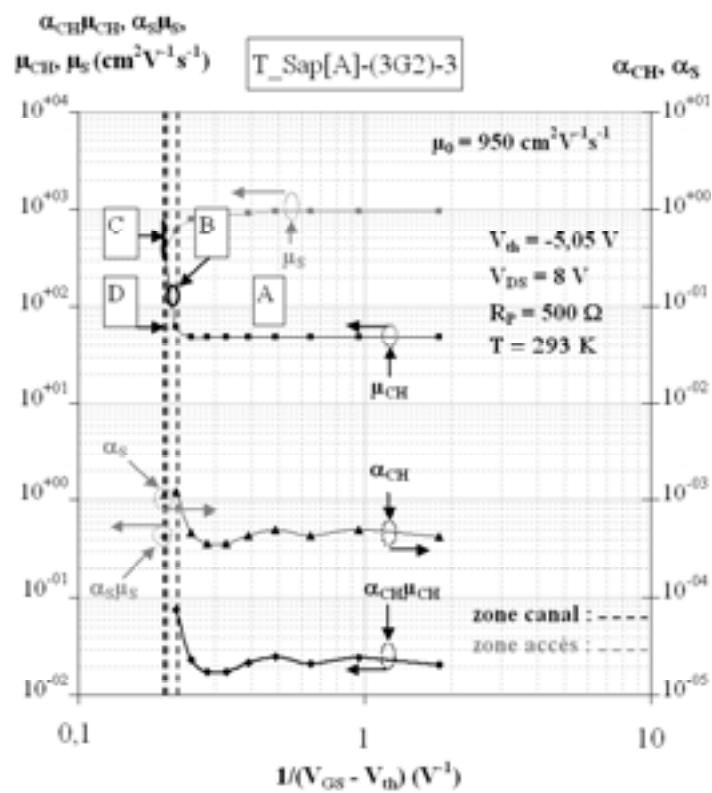


[B] : Evolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$  et  $\alpha_{CH}$  ainsi que des produits  $\mu_S \alpha_S$  et  $\mu_{CH} \alpha_{CH}$  représentés en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

Figure III.48 : Résultats obtenus pour le composant  $T\_Sap[A]-(3G2)-3$  à  $V_{DS}=2V$



[A] : Evolution de  $(S_{id}xf/I_{DS}^2)$  à  $f = 1$  Hz, de  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $R_{DS}$  et des deux contributions de l'équation III.27 représentés en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$



[B] : Evolution des paramètres  $\mu_S$ ,  $\alpha_S$ ,  $\mu_{CH}$ , et  $\alpha_{CH}$  ainsi que des produits  $\mu_S\alpha_S$  et  $\mu_{CH}\alpha_{CH}$  représentés en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  pour différentes valeurs de  $V_{GS}$

Figure III.49 : Résultats obtenus pour le composant  $T\_Sap[A]-(3G2)-3$  à  $V_{DS}=8V$

### III.4.3 Interprétation des résultats

#### Evolution du bruit en courant de drain normalisé en fonction de la polarisation (graphe [A]):

On retrouve bien sur les graphes [A] le comportement prévu à la figure III.41 lorsque la valeur de  $V_{DS}$  augmente : Le bruit originaire du canal sous la grille devient la contribution principale du bruit en courant de drain pour des valeurs de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  de plus en plus faibles, ce qui se traduit par le rétrécissement des zones C et B lorsque  $V_{DS}$  augmente.

Le tableau III.7 présente un récapitulatif tiré des graphes [A] de l'évolution du bruit en courant de drain normalisé pour les deux composants qui viennent d'être présenté.

		Faible $V_{DS}$	$V_{DS}$ intermédiaire	Fort $V_{DS}$
<b>T_SiC[B]-(1)-4</b> ( $V_{th} = -7V$ )	$V_{DS}$ (V)	0,5	2	6
	$V_{GS}$ (V)	0 à -6	0 à -6	0 à -4,5
	Pente *	0 ; > 3	0 ; > 3 ; $\approx 2$	3
	Valeur *	$5 \times 10^{-11}$ à $2 \times 10^{-08}$	$3 \times 10^{-11}$ à $1 \times 10^{-8}$	$2 \times 10^{-11}$ à $4 \times 10^{-10}$
<b>T_Sap[A]-(3G2)-3</b> ( $V_{th} = -5V$ )	$V_{DS}$ (V)	0,5	2	8
	$V_{GS}$ (V)	0 à -4	0 à -4	0 à -4,5
	Pente *	0 ; > 3	$\approx 1$ ; > 3 ; $\approx 2$	3
	Valeur *	$1 \times 10^{-11}$ à $8 \times 10^{-09}$	$1 \times 10^{-11}$ à $2 \times 10^{-08}$	$1 \times 10^{-10}$ à $1 \times 10^{-08}$

\* : Pente (mesurée sur un minimum de trois points) et valeur de  $S_{idxf}/I_{DS}^2$  en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$ , de canal ouvert à canal pincé

Tableau III.7 : Récapitulatif de l'évolution en fonction de la polarisation du bruit en courant de drain normalisé pour les deux composants étudiés

On peut en déduire la tendance suivante :

Pour les faibles valeurs de  $V_{DS}$ , le bruit en courant de drain normalisé  $S_{idxf}/I_{DS}^2$  ne dépend pas de  $V_{GS}$ , et donc de  $1/(V_{GS}-V_{th})$ , tant que le composant reste polarisé en régime ohmique, et augmente brutalement (pente supérieure à 3) vers les plus fortes valeurs de  $1/(V_{GS}-V_{th})$ , quand  $V_{GS}$  est proche de la tension de seuil  $V_{th}$ , c'est à dire quand le canal sous la grille rentre en régime de saturation, et que la contribution de cette zone au bruit total mesuré devient prédominante.

Pour les valeurs de  $V_{DS}$  intermédiaires, le bruit en courant de drain normalisé  $S_{idxf}/I_{DS}^2$  semble ne pas dépendre de  $1/(V_{GS}-V_{th})$  tant que le composant reste polarisé en régime ohmique. Lorsque l'on continue à pincer le canal, le bruit en courant de drain normalisé  $S_{idxf}/I_{DS}^2$  augmente brutalement (pente supérieure à 3), pour finalement évoluer pour les valeurs de  $V_{GS}$  proches de la tension de seuil en  $(1/(V_{GS}-V_{th}))^a$ , avec  $a$  proche de 2, le composant étant alors polarisé en régime de saturation.

Pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$ , le bruit en courant de drain normalisé  $S_{idxf}/I_{DS}^2$  augmente en fonction de  $(1/(V_{GS}-V_{th}))^a$ , avec  $a$  proche de 3 pour toutes valeurs de  $1/(V_{GS}-V_{th})$ .



Notons que les très fortes pentes observées dans l'évolution du bruit en courant de drain normalisé  $S_{idxf}/I_{DS}^2$  coïncident au moment particulier où la source de bruit prédominante 'passe' d'une zone à l'autre.

### **Evolution du paramètre de Hooge en fonction de la polarisation (graphe [B]) :**

La méthode consiste à évaluer dans un premier temps les produits  $\alpha_{CH}\mu_{CH}$  et  $\alpha_S\mu_S$  pour modéliser l'évolution du bruit en courant de drain normalisé à partir de l'équation III.27.

On constate sur les graphes [B] que ces produits semblent être constants lorsqu'une seule source de bruit est prédominante.

La suite de cette analyse consiste à extraire la valeur de la mobilité dans la zone d'accès ( $\mu_S$ ) et dans la zone sous la grille ( $\mu_{CH}$ ) en fonction de la polarisation du composant. Cette extraction est réalisée à partir des valeurs extraites de  $R_{CH}$  et de  $R_S$  en fonction de la polarisation du composant.

A  $V_{GS} = 0$  V, en régime ohmique, nous pouvons calculer le nombre de porteurs dans le canal, connaissant la valeur de la mobilité sous faible champ électrique  $\mu_0$  propre à chacune des technologies. Connaissant la géométrie du composant, nous pouvons déterminer le nombre de porteurs dans le canal sous la grille, ainsi que le nombre de porteurs dans le canal non recouvert par la grille. Dans cette zone, le nombre de porteurs de charge est supposé constant, quelque soit  $V_{GS}$ , ce qui permet de déterminer  $\mu_S$  grâce à  $R_S$  pour tous les points de polarisation.

L'extraction du nombre de porteurs dans la région du canal sous la grille en fonction de  $V_{GS}$  est réalisée en utilisant la valeur de  $R_{CH}$  en fonction de  $V_{GS}$ , tant que le composant reste polarisé en régime ohmique, donc quand la mobilité des porteurs reste constante. Pour les valeurs de  $V_{GS}$  proches de la tension de seuil, le composant n'est plus polarisé en régime ohmique même pour les très faibles  $V_{DS}$ . Nous ne connaissons donc pas la valeur de la mobilité, nécessaire au calcul du nombre de porteurs. Cependant, nous considérons que le nombre de porteurs dans le canal sous la grille est nul lorsque  $V_{GS} = V_{th}$ . Nous pouvons ainsi déterminer l'évolution du nombre de porteurs dans le canal sous la grille en fonction de  $V_{GS}$ , de  $V_{GS} = 0$  V à  $V_{GS} = V_{th}$ . Une extrapolation linéaire permet alors d'avoir une estimation du nombre de porteurs pour les valeurs de  $V_{GS}$  proches de la tension de seuil, et d'obtenir ainsi la valeur de la mobilité  $\mu_{CH}$  pour tous les points de polarisation.

Le tableau III.8 présente un récapitulatif de l'évolution du paramètre de Hooge des différentes zones considérées en fonction de la polarisation, pour les trois composants.

		Faible $V_{DS}$	$V_{DS}$ intermédiaire	Fort $V_{DS}$
<b>T_SiC[B]-(1)-4</b> ( $V_{th} = -7V$ )	$V_{DS}$ (V)	0,5	2	6
	$V_{GS}$ (V)	0 à -6	0 à -6,5	0 à -5
	Pente * $\alpha_{CH}$	3	> 3 ; 1	> -3 ; <b>0</b>
	Pente * $\alpha_S$	<b>0</b>	1	-
<b>T_Sap[A]-(3G2)-3</b> ( $V_{th} = -5V$ )	$V_{DS}$ (V)	0,5	2	8
	$V_{GS}$ (V)	0 à -4	0 à -4,5	0 à -4,5
	Pente * $\alpha_{CH}$	$\approx 0$	$\approx 0$ ; $\approx 3$ ; $\approx 1$	> -3 ; <b>0</b>
	Pente * $\alpha_S$	<b>0</b>	<b>0</b>	-

\* : Pente mesurée sur un minimum de trois points de  $\alpha_{CH}$  et  $\alpha_S$  en fonction de  $1/(V_{GS}-V_{th})$ , de canal ouvert à canal pincé

Tableau III.8 : Récapitulatif de l'évolution du paramètre de Hooge des deux régions du canal pour les trois composants en fonction de la polarisation

La tendance est la suivante : Lorsqu'une zone est la source de bruit prédominante, le paramètre de Hooge qui lui est associée semble ne pas dépendre de  $V_{GS}$ .

Nous connaissons désormais l'évolution du bruit en courant de drain du composant en fonction de la polarisation ainsi que celle des paramètres  $\alpha_{CH}$  et  $\alpha_S$ . Par exemple, en régime de saturation, à  $V_{DS}$  fixe, lorsque l'on pince le canal, on constate que le bruit en courant de drain normalisé évolue en  $(1/(V_{GS}-V_{th}))^a$ , avec  $a$  proche de 3, et que le produit  $\alpha_{CH}\mu_{CH}$  semble rester constant, et donc que  $\alpha_{CH}$  est constant tant que  $\mu_{CH}$  reste constant. Nous avons également vu au paragraphe III.3.2 que le bruit en courant de drain à  $V_{GS} = 0V$  ne dépend pas de  $V_{DS}$  lorsque le composant est polarisé en régime de saturation (si le composant ne souffre pas d'effets thermiques qui ont pour conséquence une augmentation de  $R_{DS}$  pour les forts  $V_{DS}$ ). A partir de ces constatations, il est donc possible de réduire considérablement les points de mesures de bruit basses fréquences, et de vérifier l'évolution prévue par le modèle proposé.

#### III.4.4 Conclusion

Nous avons dans ce paragraphe cherché à valider un modèle empirique basé sur les mesures statiques pour permettre la localisation et la modélisation du bruit en  $1/f$  en courant de drain sur deux technologies HEMT sur GaN. Le modèle a pour objectif de fournir une sorte d'abaque qui permet de diminuer considérablement le nombre de mesures de bruit nécessaires à la modélisation complète du bruit en  $1/f$  en fonction de la polarisation.

A ce stade de développement, l'incertitude du modèle est élevée pour les raisons suivantes :

- Les sources de bruit localisées à proximité des contacts ohmiques ne sont pas prises en compte.
- La contribution possible du bruit de grille sur le bruit de drain n'est pas prise en compte.
- La méthode utilisée pour extraire la valeur des résistances  $R_{CH}$  et  $R_S$  à partir des mesures statiques est basée sur des hypothèses simplificatrices ; les résultats obtenus avec cette méthode devront être vérifiés par confrontation avec ceux obtenus par la simulation physique.
- Le modèle ne tient pas compte du fait qu'il existe en régime de saturation deux régions sous la grille, une à faible champ électrique, et l'autre à fort champ électrique (ce que nous pourrions prendre en compte dans l'équation III.27 en modulant les valeurs de  $L_G$  et de  $L_S$ ).

Malgré tout, nous parvenons à retrouver l'évolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation du composant à partir des données extraites à partir des caractéristiques statiques. Nous retrouvons le comportement prévu à la figure III.41, à savoir que plus  $V_{DS}$  augmente, et plus la contribution de la source de bruit originaire de la région du canal sous la grille est prédominante pour des valeurs de  $V_{GS}$  (en valeur absolue) de plus en plus faibles.

En régime de saturation, régime de polarisation normal du composant dans les circuits, la source de bruit prédominante est donc la zone du canal située sous la grille ( $V_{GS} < 0V$ ).

En régime de saturation, pour les forts  $V_{DS}$ , le bruit en courant de drain normalisé évolue en  $(1/(V_{GS}-V_{th}))^a$ , avec  $a$  proche de 3.

Etant donné que pour une tension  $V_{GS}$  fixée le bruit de drain ne dépend pas de  $V_{DS}$  en régime de saturation tant que  $R_{DS}$  est constant, il est possible de fournir les données nécessaires à la modélisation du bruit avec un nombre réduit de mesures.

La poursuite de l'élaboration de ce modèle doit mettre en œuvre un outil de simulation physique adapté aux HEMTs basés sur GaN de manière à connaître avec plus de précision la mobilité et le nombre des porteurs de chaque zone du composant en fonction de la polarisation de ce dernier. Nous pourrions ainsi obtenir l'évolution des paramètres de Hooge des différentes zones incriminées en fonction de la polarisation avec une plus grande précision.

### III.5 Simulation du bruit aux basses fréquences avec les logiciels de CAO

Les utilisateurs de logiciels de CAO ont besoin de connaître l'évolution du bruit aux basses fréquences en courant de drain des HEMTs en fonction de la polarisation pour pouvoir réaliser les simulations fréquentielles des circuits, et pour notamment pouvoir modéliser le bruit de phase.

Pour décrire le bruit aux basses fréquences en courant de drain, les logiciels de CAO (ELDO BSIM3v3) utilisent des équations du type :

$$S_{id}(f) = \frac{8}{3}kTg_m + Kf \frac{I_{DS}^{Af}}{f^{Ffe}} \quad \text{Eq. III.29}$$

Où l'expression  $\frac{8}{3}kTg_m$  fait référence au bruit thermique en courant dans un canal supposé

triangulaire, et l'expression  $Kf \frac{I_{DS}^{Af}}{f^{Ffe}}$  fait référence au bruit en  $1/f$  en courant de drain. Dans

cette dernière expression,  $Kf$  est le terme qui permet de modéliser le bruit en courant de drain à  $f = 1$  Hz,  $Af$  est le coefficient qui permet de modéliser l'évolution du bruit en courant de drain en fonction du courant de drain, et  $Ffe$  est le terme qui permet de modéliser la pente du bruit en  $1/f$ . Nous fixons toujours  $Af = 2$ , et  $Ffe = 1$  (nous avons vu qu'un spectre de bruit avec une pente différente de 1 pouvait en réalité être due à des artefacts liés aux caractéristiques du banc de mesure).

A partir des résultats de notre modèle, nous pouvons écrire  $Kf$  comme :

$$Kf = \frac{1}{R_{DS}^2} \left[ \alpha_{CH} \frac{q\mu_{CH}}{L_G^2} R_{CH}^3 + \alpha_S \frac{q\mu_S}{L_S^2} R_S^3 \right] \quad \text{Eq. III.30}$$

L'idéal serait d'implémenter directement cette équation dans le logiciel de CAO, et de rendre ce dernier capable de simuler les valeurs des différents paramètres ( $R_{DS}$ ,  $R_{CH}$ ,  $R_S$ ,  $\mu_{CH}$  et  $\mu_S$ ) en fonction de la polarisation. La suite du travail consisterait alors à utiliser les valeurs des paramètres de Hooge fournies par les équipes de recherche spécialistes des mesures de bruit basses fréquences.

**Remarque :** On ne peut pas exploiter les résultats des mesures de bruit obtenus sur les transistors si l'on ne tient pas compte de la valeur de la résistance de polarisation qui est utilisée. Pour assurer la validité des mesures sur toute la gamme de polarisation du composant, nous devons maintenir la condition  $R_P > 3 \times R_{DS}$ , pour que le bruit de la résistance de polarisation ne vienne pas masquer le bruit propre au composant. Cette condition est en pratique très difficilement réalisable pour toute la gamme de polarisation. Qui plus est, dans les circuits électroniques qui utilisent ces HEMTs, la résistance de polarisation utilisée ne respecte pas forcément cette condition sur toute la gamme de polarisation, et peut donc devenir la source de bruit principale du bruit de drain. Pour que les données des mesures de bruit basses fréquences soient utilisables dans la modélisation des circuits par la CAO, il paraît donc nécessaire d'utiliser la même résistance de polarisation lors des mesures de bruit que celle effectivement utilisée dans le circuit final qui utilise le composant étudié.

**Remarque :** il peut paraître judicieux d'utiliser dans la conception des circuits une résistance de polarisation qui possède un niveau de bruit en  $1/f$  le plus faible possible, ce qui peut être fait en augmentant les dimensions de cette résistance.

### III.6 Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la température

#### III.6.1 Présentation du dispositif expérimental

La figure III.50 présente le dispositif expérimental qui permet de réaliser les mesures en températures.

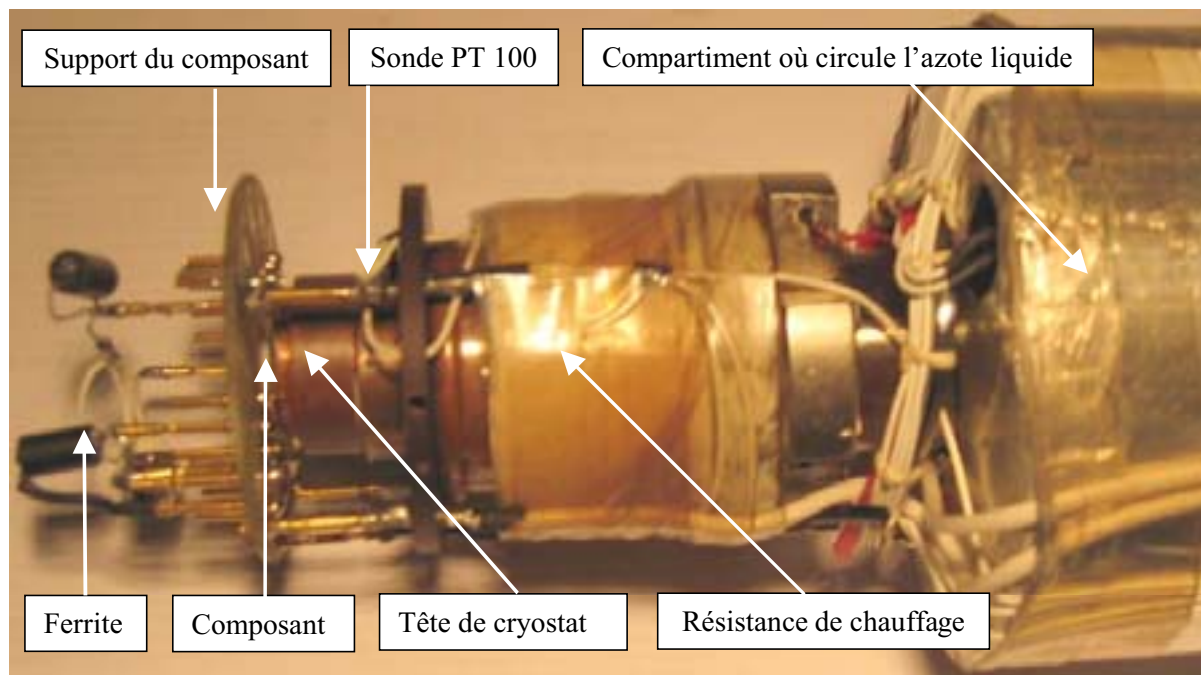


Figure III.50 : Détail du cryostat avec un échantillon prêt à être mesuré

Nous pouvons voir sur cette figure les principaux éléments du cryostat OXFORD, avec la partie basse du compartiment où circule l'azote liquide, et la résistance qui permet de chauffer la tête du cryostat, faite en cuivre. La sonde de type PT 100, qui permet de mesurer la température du dispositif, est située au plus près du composant à mesurer. Le boîtier du composant mesuré est en contact avec la tête du cryostat. De la pâte à forte conductivité thermique est systématiquement déposée entre le boîtier et la tête du cryostat afin de favoriser les échanges thermiques. Les puces mesurées sont toutes soudées sur un support spécifique prévu pour se connecter sur le cryostat. Le transistor que l'on souhaite mesurer sur la puce est connecté grâce à des fils en argent soudés avec des ferrites, qui ont pour but d'empêcher les oscillations lorsque le composant est alimenté. L'ensemble du dispositif présenté à la figure III.50 est placé dans une enceinte hermétique, dans laquelle on fait le vide grâce à une pompe à Zéolite exempt de tout système électrique. Le but est d'empêcher la formation de givre

autour du composant lors des mesures aux faibles températures, comme d'empêcher des problèmes de condensation aux plus hautes températures.

Le système ne permet pas de maintenir une température constante, car tout l'équipement électrique du cryostat est coupé durant les mesures de bruit afin de ne pas les perturber. Nous relevons donc la température avant et après la mesure, puis faisons la moyenne des deux valeurs pour connaître la température à laquelle est faite la mesure. Nous faisons donc une approximation, mais fort heureusement, l'écart de température constaté avant et après la mesure ne dépasse jamais plus de 3K.

### III.6.2 Principe d'extraction de l'énergie d'activation des pièges

Toute perturbation du réseau cristallin semi-conducteur (défauts interstitiels, lacunes, dislocations, impuretés chimiques (O dans AlGaN)) se manifeste par la présence d'états dont les niveaux d'énergie sont localisés dans la bande interdite. Quand ces niveaux sont proches de la bande de conduction ou de la bande de valence, ils correspondent à des impuretés dopantes qui établissent une conductivité de type N ou P. Quand ils sont proches du centre de la bande interdite, ces niveaux sont appelés pièges profonds.

Ils sont souvent indésirables car leur impact sur la conduction du transistor est néfaste et difficile à évaluer en raison de leur cinétique d'émission et de capture des porteurs libres. Les pièges modifient de façon plus ou moins importante les propriétés de conduction et de luminescence dans les semi-conducteurs : par leur capacité à émettre ou capturer les porteurs libres, ils peuvent compenser les niveaux donneurs ou accepteurs introduits intentionnellement et donc réduire la concentration de porteurs libres.

Les niveaux profonds peuvent interagir avec les porteurs des deux bandes, et sont classés selon leur état de charge à l'équilibre. Les accepteurs sont neutres quand ils sont vides et sont chargés négativement quand ils sont remplis. Les donneurs sont chargés positivement quand ils sont remplis, et peuvent générer un électron libre.

Considérons les pièges de type donneur dont le niveau d'énergie est situé dans la bande interdite du semi-conducteur à une énergie  $E_t$  repérée par rapport au minimum de la bande de conduction. Le piège est dit profond si la condition suivante est vérifiée :  $E_a = E_c - E_t \gg kT$  ou  $E_a$  est l'énergie d'activation du niveau profond. Une définition analogue peut être établie pour un piège de type accepteur. Sous l'effet d'un apport d'énergie supérieur à  $E_a$ , la probabilité d'activation des pièges augmente ; les porteurs libres sont transférés des états excités dans la bande de valence ou de la bande de conduction le cas échéant. Un niveau vide peut aussi bien capturer un électron dans la bande de valence, qu'un niveau plein peut libérer un trou dans la bande de valence. Les pièges qui interagissent avec la bande de conduction sont appelés des pièges à électrons, tandis que les pièges qui interagissent de préférence avec la bande de valence sont appelés pièges à trous.

Un niveau profond est identifié par trois paramètres, qui sont son énergie d'activation  $E_a$  (en eV), sa section de capture efficace  $\sigma_e$  (en  $\text{cm}^2$ ), et sa concentration  $N_t$  (en  $\text{cm}^{-3}$ ). L'extraction de ces paramètres est réalisée en utilisant la méthode adaptée aux HEMTs sur GaN proposée dans les travaux de S. L. Rumyantsev [RUM01-1].

La figure III.51 présente les mesures de bruit en courant de drain réalisées à différentes températures pour le HEMT T\_SiC[A]-(3G2)-2 en régime ohmique à  $I_{DS}=10\text{mA}$  et  $V_{GS}=0\text{V}$ .

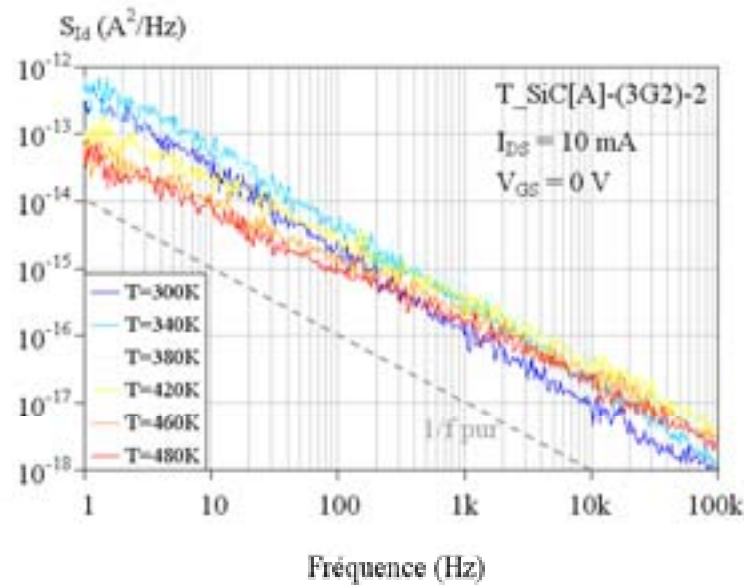


Figure III.51 : Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la température pour le HEMT T\_SiC[A]-(3G2)-2 polarisé à  $I_{DS} = 10\text{ mA}$  et  $V_{GS} = 0\text{ V}$

A partir des résultats de la figure III.51, on représente l'évolution de  $S_{id}/I_{DS}^2$  en fonction de la température pour différentes fréquences, comme le montre la figure III.52, pour finalement établir le diagramme d'Arrhenius ( $1/kT_{max}$  représenté en fonction de  $\ln(f)$ ) de la figure III.53 :

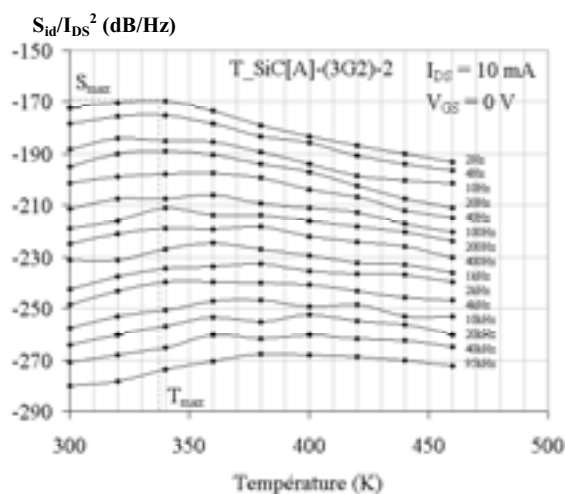


Figure III.52 : Evolution du terme  $S_{id}/I_{DS}^2$  en fonction de la température pour différentes fréquences pour le HEMT T-SiC[A]-(3G2)-2 polarisé à  $I_{DS} = 10\text{ mA}$  et  $V_{GS} = 0\text{ V}$

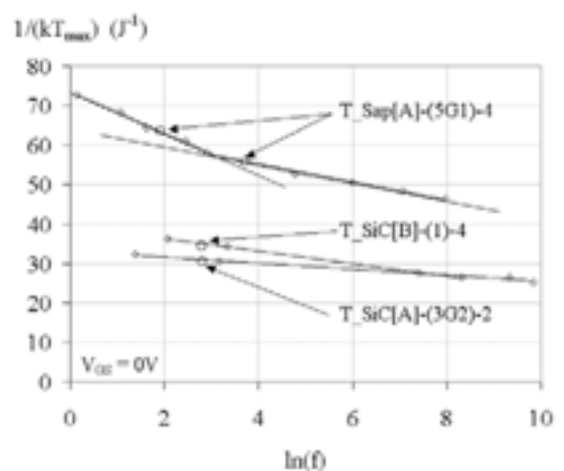


Figure III.53 : Diagramme d'Arrhenius ( $1/kT_{max}$  représenté en fonction de  $\ln(f)$ ), établi pour trois composants différents

On constate sur la figure III.52 que plus la température augmente, et plus la fréquence correspondant au maximum de la bosse de G-R se déplace vers les hautes fréquences. La figure III.53 montre le diagramme d'Arrhenius établi pour les HEMTs T\_SiC[A]-(3G2)-2, T\_SiC[B]-(1)-4 et T\_Sap[A]-(5G1)-4. On constate sur le diagramme d'Arrhenius de ce dernier deux pentes distinctes, qui mèneront à l'extraction de deux énergies d'activation distinctes.

### III.6.3 Signature des pièges profonds : résultats

Le tableau III.9 présente les différentes valeurs d'énergie d'activation extraites au cours de ces travaux.

Composants	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	E <sub>a</sub> (eV)	Incertitude (± meV)
T_SiC[A]-(3G2)-2	10	0	1,15	38
T_Sap[A]-(5G1)-4	2	0	<b>0,402</b>	13
T_Sap[A]-(5G1)-4	2	0	0,16	5
T_SiC[B]-(1)-4	4	0	0,631	4
T_SiC[B]-(1)-4	4	0	0,535	26
T_SiC[B]-(1)-2	2	0	<b>0,199</b>	8

Tableau III.9 : Présentation des énergies d'activation mesurées durant ces travaux

Le calcul de l'incertitude est réalisé en enlevant successivement les extremas des courbes dans les diagrammes d'Arrhenius. Les deux nouveaux coefficients directeurs ainsi obtenus mènent à deux nouvelles valeurs d'énergie d'activation. L'incertitude est calculée comme la différence obtenue entre l'énergie d'activation extraite avec tous les points et le cas le plus défavorable calculé sans l'un des deux extrémaux.

Si on prend l'exemple de la technologie T\_SiC[B], on constate que l'on obtient deux énergies d'activation différentes d'un composant à l'autre. Ceci peut s'expliquer par une mauvaise uniformité des wafers produits.

Le tableau III.10 présente différents résultats trouvés dans la littérature :

Substrat	E <sub>a</sub> (eV)	Technique	Référence
Saphir	0,854	DLTS	[BAL00]
Saphir	0,846	DLTS	[BAL00]
SiC	<b>0,201</b>	DLTS	[BAL00]
SiC	0,288	DLTS	[BAL00]
SiC	0,365	DLTS	[BAL00]
4H-SiC	0,8 à 1	Bruit BF	[RUM01]
Saphir	<b>0,42</b>	Bruit BF	[RUM01]

Tableau III.10 : Energies d'activation des pièges détectés dans les HEMTs GaN : exemples de résultats



On peut constater que les résultats obtenus sur le composant T\_Sap[A]-(5G1)-4 et sur le composant T\_SiC[B]-(1)-2 (en gras dans les tableaux) ont déjà été trouvés par d'autres équipes de recherche.

### III.6.4 Localisation des pièges et identification de leur section de capture

L'approche utilisée implique implicitement que la section de capture du piège est indépendante de la température et que l'évolution de  $\tau$  avec la température est uniquement due à l'évolution du niveau de Fermi  $E_F$  avec la température.

#### III.6.4.1 Localisation des pièges dans le canal 2DEG

Nous supposons dans un premier temps que les pièges sont localisés dans le canal. Dans le cas d'un gaz électronique bi-dimensionnel, l'expression de la densité spectrale de bruit normalisée  $S_i/I^2$  générée par un seul niveau de pièges dans le canal a la forme suivante :

$$\frac{S_i}{I^2} = \frac{4N_{ts}}{LWn_s^2} \frac{\tau F(1-F)}{1+(2\pi f\tau)^2} \quad \text{Eq. III.31}$$

Où  $N_{ts}$  est la concentration de pièges,  $L$  et  $W$  sont respectivement la longueur et la largeur du canal,  $n_s$  est la densité de porteurs libres,  $f$  est la fréquence,  $\tau = \tau_c \cdot F$  est la constante de temps associée au retour à l'équilibre de l'occupation du niveau,  $F$  est la fonction d'occupation de Fermi-Dirac, et  $\tau_c$  est la constante de temps de capture, donnée par :

$$\tau_c = \frac{1}{\sigma_e n_s v_F} \quad \text{Eq. III.32}$$

Où  $v_F$  est la vitesse des électrons donnée par :

$$v_F = \sqrt{\frac{2E_F}{m}} \quad \text{Eq. III.33}$$

$m$  est la masse de l'électron, et  $E_F$  est l'énergie du niveau de Fermi définie comme :

$$E_F = \frac{\pi \hbar^2 n_s}{mkT} \quad \text{Eq. III.34}$$

Dans le cas d'un gaz électronique bi-dimensionnel,  $F \approx 1$ , et en utilisant la valeur de  $\tau$  trouvée expérimentalement ( $\tau = 1/2\pi f$ ), on peut calculer la section de capture comme :

$$\sigma_e \cong \frac{1}{\tau n_s v_F} \quad \text{Eq. III.35}$$

Le tableau III.11 présente les résultats de calcul des sections de capture :

Composant :	$E_a$ (eV)	$\sigma_c$ (cm <sup>2</sup> )
T_SiC[A]-(3G2)-2	1,15	$3,25 \times 10^{-19}$
T_Sap[A]-(5G1)-4	0,402	$1,24 \times 10^{-18}$
T_Sap[A]-(5G1)-4	0,16	$2,66 \times 10^{-20}$
T_SiC[B]-(1)-4	0,535	$1,63 \times 10^{-18}$

Tableau III.11 : Calcul des sections de capture des pièges en présence, dans l'hypothèse où ils seraient localisés dans le canal

Comme dans le cas des travaux de S. L. Rumyantsev, qui aboutissent à une valeur de section de capture  $\sigma_c$  de  $3 \times 10^{-18}$  cm<sup>2</sup>, les valeurs de section de capture calculées ici sont trop petites pour être réalistes. Nous faisons donc l'hypothèse que les pièges sont localisés dans la couche barrière AlGaIn, et non dans le canal bi-dimensionnel [RUM01-1].

### III.6.4.2 Localisation des pièges dans la couche barrière AlGaIn

Si le bruit de g-r provient de pièges situés dans la couche AlGaIn complètement désertée, son expression est similaire à celle donnée par l'équation III.32, en remplaçant cependant le terme  $N_{ts}$  par  $N_t d$ , où  $N_t$  représente la concentration des pièges en volume, et  $d$  l'épaisseur de la couche AlGaIn. Le courant de recombinaison dû aux pièges dans la région désertée peut être obtenu en intégrant le taux de recombinaison des pièges sur l'épaisseur de la zone désertée. La constante de temps est maintenant donnée par le taux de recombinaison de **Shockley-Hall-Read**. En faisant l'hypothèse que la concentration en porteurs libres est nulle dans la zone désertée et que le niveau considéré est localisé dans la moitié la plus haute de la bande interdite, l'expression de la constante de temps  $\tau$  est :

$$\tau = \tau_0 \exp\left(\frac{E_a}{kT_{\max}}\right) \quad \text{Eq. III.36}$$

Où  $k$  est la constante de Boltzman,  $T_{\max}$  est la température pour laquelle le bruit de g-r est maximum à une fréquence donnée, et  $\tau_0$  vaut  $(\sigma_c \cdot v_n \cdot N_c)^{-1}$ .

Cette fois encore, le coefficient de la droite obtenue en représentant  $1/kT_{\max}$  en fonction de  $\ln(f)$  conduit à la position du niveau  $E_a$ . Lorsque  $E_a$  est connu, la constante de temps  $\tau_0$  peut alors être calculée comme :

$$\tau_0 = \frac{1}{\omega} \exp\left(-\frac{E_a}{kT_{\max}}\right) \quad \text{Eq. III.37}$$

Et la section de capture du piège à électrons peut être obtenue comme :

$$\sigma_e = \frac{1}{\tau_0 N_c v_n}$$

Eq. III.38

Le tableau III.12 donne les valeurs des sections de capture extraites avec cette méthode.

Composant :	$E_a$ (eV)	$\sigma_e$ (cm <sup>2</sup> )
T_SiC[A]-(3G2)-2	1,15	$5 \times 10^{-9}$
T_Sap[A]-(5G1)-4	0,402	$3 \times 10^{-14}$
T_Sap[A]-(5G1)-4	0,16	$2 \times 10^{-20}$
T_SiC[B]-(1)-4	0,535	$1,8 \times 10^{-16}$

Tableau III.12 : Calcul des sections de capture des pièges en présence, dans l'hypothèse où ils seraient localisés dans la couche AlGaN

Outre le cas du piège caractérisé par une énergie d'activation de 0,16 eV du composant T\_Sap[A]-(5G1)-4, pour lequel la section de capture est trop faible pour être réaliste, les autres valeurs des sections de capture des pièges paraissent cohérentes, ce qui permet de conclure que les pièges sont principalement localisés dans la couche AlGaN des composants. Les travaux de S. L. Romyantsev aboutissent sur des sections de capture de  $10^{-12}$  à  $10^{-13}$  cm<sup>2</sup> si les pièges sont bien localisés dans la couche AlGaN.

### III.7 Conclusion

Ce troisième chapitre était consacré aux mesures de bruit basses fréquences en courant de drain. Le bruit de phase d'un oscillateur est lié au bruit basses fréquences, et est inversement proportionnel à la puissance de sortie du transistor, ce qui est un des grands avantages de la filière HEMTs GaN.

Pour ce qui est de l'origine physique du bruit en  $1/f$ , nous considérons qu'il est dû aux fluctuations de la conductivité. Nous en restons là sans débattre s'il s'agit de fluctuations de la mobilité ou du nombre de porteurs qui engendrent le bruit basses fréquences (pour nous, ces deux quantités fluctuent).

En régime ohmique, le bruit en courant de drain normalisé au carré du courant de drain ne dépend pas de  $V_{GS}$ . Dans ce régime de fonctionnement, la source de bruit prédominante peut être localisée soit dans le canal, soit à proximité des contacts ohmiques si ces derniers sont de mauvaise qualité.

L'extraction du paramètre de Hooge en régime ohmique a permis de comparer nos composants entre eux, ainsi qu'à quelques-uns de leur homologues trouvés dans diverses publications. Ces résultats sont à prendre avec prudence car les techniques d'extraction du paramètre de Hooge peuvent varier d'une publication à une autre. En ce qui nous concerne, l'avantage est donné aux deux technologies réalisées sur substrat saphir. Les résultats obtenus pour les technologies T\_Si et T\_SiC[A] sont à prendre avec prudence, car nous ne tenons pas

---

compte dans l'extraction du paramètre de Hooge des résistances des contacts ohmiques, qui sont anormalement élevées pour ces deux technologies.

Les composants GaN, bien que peu matures, présentent de très bonnes performances en bruit basses fréquences, avec des valeurs du paramètre de Hooge de l'ordre de  $1 \times 10^{-4}$ . Ces résultats sont proches des performances de filières bien plus matures.

En régime de saturation, pour une tension  $V_{GS}$  fixée, le niveau du bruit en  $1/f$  semble ne pas dépendre de  $V_{DS}$  tant que  $R_{DS}$  reste constant. A  $V_{DS}$  fixée, le bruit en courant de drain normalisé évolue en  $(1/(V_{GS}-V_{th}))^a$ , avec  $a$  proche de 3.

En régime de saturation, la source de bruit prédominante dans la plus grande partie de cette gamme de polarisation est la zone du canal située sous la grille.

Nous proposons dans ce chapitre un modèle empirique qui permet de réaliser une sorte d'abaque destinée à l'extraction des divers paramètres nécessaires à la modélisation du bruit en  $1/f$  dans les transistors de type HEMT.

Ce modèle offre une précision limitée, d'où l'idée d'utiliser un outil de simulation physique adapté aux HEMTs basés sur GaN pour connaître avec plus de précision la mobilité et le nombre de porteurs en fonction de la polarisation pour chaque zone du composant, puisque ces paramètres sont nécessaires pour la modélisation du bruit aux basses fréquences.

Les énergies d'activation des pièges en présence ont été identifiées, et certaines ont été corrélées avec des résultats publiés par d'autres équipes de recherches. Le calcul des sections de capture semble montrer que les pièges présents dans nos composants sont localisés dans la couche barrière AlGaIn, et non dans le canal 2DEG.

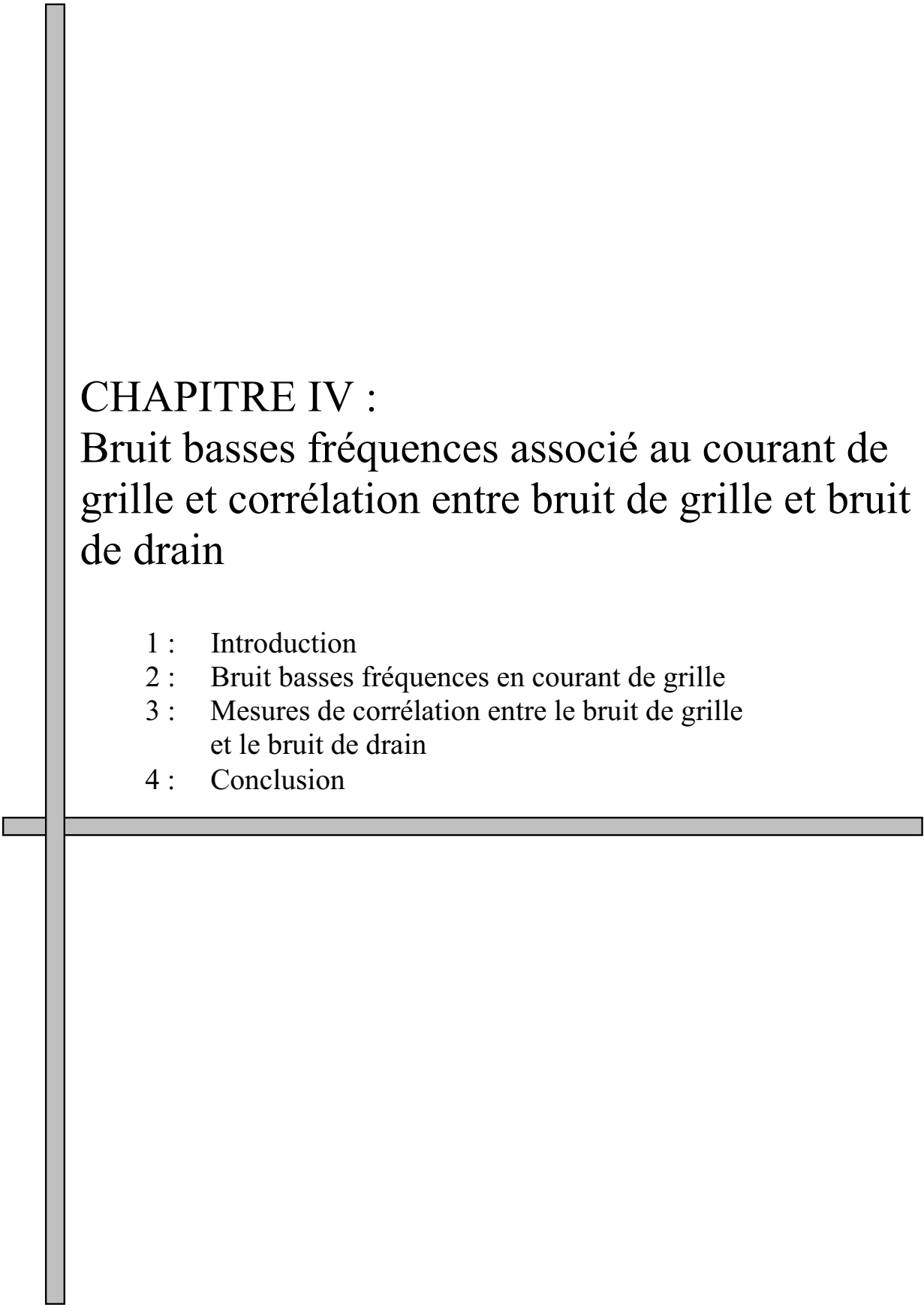
Tout comme le bruit en  $1/f$ , le bruit de  $g-r$  peut être modélisé si l'on connaît les paramètres des pièges, qui peuvent être déterminés par différentes méthodes expérimentales (mesures de bruit basses fréquences, DLTS...).

Si notre méthode expérimentale de mesure de bruit permet de localiser les différentes sources de bruit dans nos composants, il pourrait paraître judicieux d'utiliser systématiquement la même résistance de polarisation que celle effectivement utilisée dans le circuit final dans lequel doit prendre place le composant.

## III.8 Références du chapitre III

- [BAL99] : **Low flicker-noise GaN/AlGa<sub>N</sub> Heterostructure Field-Effect Transistors for Microwave Communications.** A. Balandin, S. V. Morozov, S. Cai, R. Li, K. L. Wang, G. Wijeratne, and C. R. Viswanathan. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.47, No. 8, pp. 1413-1417, 1999.
- [BAL00] : **Investigation of Flicker Noise and Deep-Levels in GaN/AlGa<sub>N</sub> Transistors.** A. Balandin, K.L. Wang, S. Cai, R. Li, C.R. Viswanathan, E.N. Wang and M. Wojtowicz. *Journal of Electronic Materials*, Vol. 29, No. 3, pp. 297-301, 2000.
- [ESA04] : **ESA GaN Noise Assessment.** *Technical Note VII. Confidentiel*, 2004.
- [GAR00] : **Low frequency noise and mobility fluctuations in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure field-effect transistors.** J. A. Garrido, B. E. Foutz, J. A. Smart, J. R. Shealy, M. Murphy, W. J. Murphy, W. J. Schaff, L. F. Eastman, and E. Munoz. *Applied Physics Letters*, Vol. 76, No. 23, pp. 3442\_3444, 2000.
- [HOO69] : **1/f noise is no surface effect.** F.N. Hooge, *Phys. Let.* 29A, 139, 1969.
- [HOO80] : **On expressions for 1/f noise in mobility.** F.N.Hooge. *Physica*, Vol. B98, pp. 289, 1980.
- [HOO81] : **Experimental studies on 1/f noise.** F.N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning and L. K. J. Vandamme. *Rep. Prog. Phys.*, Vol. 44, pp. 479-532, 1981.
- [HOO94] : **1/f Noise Sources.** F.N. Hooge, *IEEE Trans. Electron Devices*, No. 11, November 1994.
- [KIM01-1] : **Low-frequency noise characteristics of highly-strained In<sub>0,5</sub>Ga<sub>0,5</sub>P/In<sub>0,33</sub>Ga<sub>0,67</sub>As pseudomorphic high electron mobility transistor.** J. H. Kim, J. I. Song. *Solid-State Electronics*, Vol. 45, pp. 1571-1576, 2001.
- [KIM01-2] : **Low-frequency noise characteristics of metamorphic In<sub>0,52</sub>Al<sub>0,48</sub>As/In<sub>0,6</sub>Ga<sub>0,4</sub>As double-heterostructure pseudomorphic high electron mobility transistors grown on a GaAs substrate.** J. H. Kim, H. S. Yoon, J. H. Lee, W. J. Chang, J. Y. Shim, K. H. Lee, J. I. Song. *Solid-State Electronics*, Vol. 46, pp. 69-73, 2002.
- [LAM01] : **Etude de l'influence du mécanisme d'ionisation par impact sur les performances et la fiabilité des transistors à effet de champ sur substrat III-V.** B. Lambert. *Thèse présentée à l' Université Bordeaux I*, 2001.
- [LEV94] : **Noise spectroscopy of local levels in semiconductors.** M E Levinshtein and S L Rumyantsev. *Semicond. Sci. Technol.* Vol. 9, pp. 1183-1189, 1994.
- [LUK02] : **A study of noise in surface and buried channel SiGe MOSFETs with gate oxide grown by low temperature plasma anodization.** N.B. Lukyanchikova, M.V. Petrichuk, N.P. Garbar, L.S. Riley, and S.Hall. *Solid-State Electronics*, Vol. 46, pp. 2053-2061, 2002.
- [MUR99] : **Molecular beam epitaxial growth of normal and inverted two-dimensional electron gases in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> based heterostructures.** M. J. Murphy, K. Chu, H. Wu, W. Yeo, W. J. Schaff, O. Ambacher, J. Smart, J. R. Shealy, L. F. Eastman, and T. J. Eustis. *Journal. Vac. Sci. Technol. B*, Vol. 17, No. 3, pp. 1252-1254, 1999.
- [PAL03] : **Low frequency noise in AlGa<sub>N</sub>/InGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> double heterostructure field effect transistors.** N. Pala, S. Rumyantsev, M. Shur, R. Gaska, X. Hu, J. Yang, G. Simin, M. A. Khan. *Solid-State Electronics*, Vol. 47, pp. 1099-1104, 2003.
- [PER90] : **1/f noise in MODFET's at low drain bias.** J.-M. Peransin, P. Vignaud, D. Rigaud, and L. K. J. Vandamme. *IEEE Trans. Electron. Devices*, Vol. 37, pp. 2250-2253, 1990.
- [REN04] : **Caractérisation et modélisation du bruit basse fréquence des composants bipolaires et à effet de champ pour les applications micro-ondes.** A. Rennane. *Thèse présentée à l'Université Paul Sabatier de Toulouse*, pp. 13, 2004.
- [ROB82] : **W. P. Robins, Phase noise in signal sources, London : Peter Peregrinus Ltd, 1982.**
- [RUM01-1] : **Generation-Recombination Noise in GaN/AlGa<sub>N</sub> Heterostructure Field Effect Transistors.** S. L. Rumyantsev, N. Pala, M. S. Shur, E. Boroviskaya, A. P. Dmitriev, M. E. Levinshtein, R. Gaska, M. A. Khan, J. Yang, X. Hu, and G. Simin. *IEEE Transactions On Electron Devices*, Vol. 48, No. 3, pp. 530-534, March 2001.
- [RUM01-2] : **Low frequency noise in Ga<sub>N</sub> metal semiconductor and metal oxide semiconductor field effect transistor.** S. L. Rumyantsev, N. Pala, M.S. Shur, R. Gaska, M. E. Levinshtein, M. Asif Khan, G. Simin, X. Hu, et J. Yang. *Journal of applied physics*, Vol. 90, No. 1, pp. 310-314, 2001.
- [RUM02-1] : **Concentration dependance of the 1/f noise in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure field effect transistors.** S. L. Rumyantsev, N. Pala, M.S. Shur, R. Gaska, M. E. Levinshtein, P. A. Ivanov, M. A. Khan, G. Simin, X. Hu, et J. Yang. *Semicond. Sci. Technol.* Vol. 17, No. 5, pp. 476-479, 2002.
- [RUM02-2] : **Low frequency noise in GaN/AlGa<sub>N</sub> heterostructure field-effect transistors at cryogenic temperatures.** S. L. Rumyantsev, Y. Deng, E. Borovitskaya, A. Dmitriev, W. Knap, N. Pala, M. S. Shur, M. E. Levinshtein, M. A. Khan, G. Simin, J. Yang, and X. Hu. *Journal of applied physics*, Vol. 92, No. 8, pp. 4726-4730, 2002.

- [RUM03] : On the low frequency noise mechanisms in GaN/AlGa<sub>N</sub> HFETs.** S. L. Rumyantsev, Y. Deng, S. Shur, M. E. Levinshstein, M. A. Khan, G. Simin, J. Yang, X. Hu and R. Gaska. *Semicond. Sci. Technol.*, Vol. 18, pp. 589-593, 2003.
- [SAY95] : LF excess noise analysis of AlGaAs/GaAs and AlGaAs/InGaAs/GaAs HEMTs.** N. SAYSSET, C. Maneux, N. Labat, A. Touboul, Y. Danto, J.M. Dumas. *J. Phys. III France* 5, pp. 1-10, 1995.
- [SAY96] : Développement d'une méthodologie et des techniques d'analyse associées permettant l'évaluation de la qualité et de la fiabilité des transistors à haute mobilité électronique.** N. SAYSSET. Thèse présentée à l' Université Bordeaux I, 1996.
- [SMA99] : AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures on insulating AlGa<sub>N</sub> nucleation layers.** J. A. Smart, A. T. Schremer, N. G. Weimann, and O. Ambacher. *Applied Physics Letters*, Vol. 75, No.3, pp. 388-390, 1999.
- [SU03] : Flicker Noise of Ga<sub>N</sub>-Based Hetero-structure Field-effect Transistors With Si-Doped AlGa<sub>N</sub> Carrier Injection Layer.** Y. K. Su, S. C. Wei, R. L. Wang, S. J. Chang, C. H. Ko, and T. M. Kuan. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 24, No. 10, pp. 622-624, 2003.
- [VAN70] : Noise : Sources, Characterization, Measurements.** A. Van Der Ziel. *Prentice-Hall Electrical Engineering Series*, 1970.
- [VAN94] : Noise as diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices.** L.K.J Vandamme, *IEEE Trans. Electron Devices*, No. 41, 2176-2187, 1994
- [VER03] : Effect of the Surface and Barrier Defects on the AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT Low-Frequency Noise Performance.** A. V. Vertiatchikh and L. F. Eastman. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 24, No. 9, September 2003.
- [VIT02-1] : Excess low-frequency noise in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>-based high-electron-mobility transistors.** S. A. Vitusevich, S. V. Danylyuk, N. Klein, M. V. Petrychuk, V. N. Sokolov, V. A. Kochelap, A. E. Belyaev, V. Tilak, J. Smart, A. Vertiatchikh, and L. F. Eastman. *Applied Physics Letters*, Vol. 80, No. 12, pp. 2126-2128, 2002.
- [VIT02-2] : Low-Frequency Noise in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> High Electron Mobility Transistors Irradiated by  $\gamma$ -Ray Quanta.** S. A. Vitusevich, N. Klein, M. V. Petrychuk, A. E. Belyaev, S. V. Danylyuk, R. V. Konakova, A. Yu. Avksentyev, B. A. Danilchenko, V. Tilak, J. Smart, A. Vertiatchikh, and L. F. Eastman. *Phys. Stat. Sol. (c)*, No. 1, pp. 78-81, 2002.



## CHAPITRE IV : Bruit basses fréquences associé au courant de grille et corrélation entre bruit de grille et bruit de drain

- 1 : Introduction
- 2 : Bruit basses fréquences en courant de grille
- 3 : Mesures de corrélation entre le bruit de grille et le bruit de drain
- 4 : Conclusion





## IV.1 Introduction

Ce quatrième chapitre est divisé en deux parties. La première est consacrée au bruit basses fréquences associé au courant de grille et la deuxième à l'étude de la corrélation entre bruit de grille et bruit de drain.

La première partie commence par une introduction aux mécanismes de bruit basses fréquences dans les contacts Schottky. Suite à cela, le schéma équivalent du HEMT est présenté, avant de décrire le banc de test dans cette configuration de mesure. Puis l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille est décrite pour un composant de chaque technologie. Enfin, une présentation globale de l'évolution du bruit en courant de grille à 1Hz en fonction de  $I_{GS}$  est donnée pour trois valeurs de  $V_{DS}$  pour tous les composants étudiés, de manière à établir une comparaison.

La deuxième partie est consacrée à l'étude des mesures de corrélation entre bruit de grille et bruit de drain. Les mesures de bruit basses fréquences sont réalisées simultanément en entrée et en sortie du transistor. Nous utilisons la fonction de cohérence de l'analyseur de spectres, qui permet d'analyser si deux spectres de bruit basses fréquences mesurés sur les deux voix de l'analyseur ont la même origine. Cette mesure, dite de corrélation, permet de déterminer si les sources physiques du bruit de grille et du bruit du drain sont communes. Comme nous le verrons, ces mesures permettent d'expliquer le comportement atypique observé sur certains composants en ce qui concerne l'évolution du bruit de drain avec la polarisation.

## IV.2 Bruit basses fréquences en courant de grille

### IV.2.1 Introduction

Les mesures de bruit basses fréquences en courant de grille sont réalisées pour analyser les sources de bruit en excès localisées aux interfaces métal/semi-conducteur et/ou passivation/semi-conducteur des transistors à effet de champ. Cependant, si nous mesurons le bruit basses fréquences généré par le contact Schottky de grille, nous mesurons également le bruit provenant des fluctuations des résistances d'accès.

### IV.2.2 Le bruit basses fréquences dans les diodes

Un spectre de bruit basses fréquences en courant de grille est composé de différents types de bruit déjà énumérés au troisième chapitre, qui sont pour ce qui est du bruit blanc, le bruit de grenaille et le bruit thermique associé aux conductances de fuites, et pour le bruit en excès le bruit de  $g-r$  et le bruit en  $1/f$ .

Les principaux modèles qui expliquent les mécanismes physiques, responsables du bruit des contacts Schottky sont décrits dans les travaux de J. C. Vildeuil. Ces modèles expliquent

l'origine du bruit en courant des diodes par la modulation de la hauteur de la barrière de potentiel. Cependant, les hypothèses conduisant à l'origine de cette modulation diffèrent d'un modèle à l'autre, et l'évolution du bruit en fonction de la polarisation est également différente [VIL00].

#### IV.2.2.1 Modèle de Hsu

Dans ce modèle, la modulation de la hauteur de la barrière de potentiel a pour origine des fluctuations du nombre de porteurs. Le modèle de S. T. Hsu est basé sur l'hypothèse d'une conduction par effet tunnel. Les porteurs interagissent avec des pièges situés dans la zone désertée. Si les pièges sont uniformément distribués (spatialement et en énergie), cela conduit à du bruit en  $1/f$ . Au contraire, si un type de piège est dominant, cela conduit à du bruit de  $g-r$ . L'expression de la densité spectrale de bruit en courant est alors :

$$S_i(f) = \left( \frac{I_F q^2}{2kT \epsilon_r \epsilon_0 \lambda_0} \right)^2 \left( \frac{q N_t}{6A \epsilon_r \epsilon_0 W \pi} \right) \left( \frac{1}{2\pi f} \right) \quad \text{Eq. IV.1}$$

Où  $I_F$  est le courant traversant le contact Schottky en direct,  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du matériau,  $\epsilon_0$  est la constante diélectrique du vide,  $N_t$  est la densité de pièges,  $W$  est la largeur de la zone désertée,  $T$  est la température en degré Kelvin, et  $A$  est l'aire du contact.  $\lambda_0$  est donné à l'équation suivante :

$$\lambda_0 = \left( \frac{4\pi q}{3\hbar} \right) \left( \frac{2m^* N_d W}{k \epsilon_0} \right)^{1/2} \quad \text{Eq. IV.2}$$

Où  $k$  est la constante de Boltzman,  $\hbar$  la constante de planck,  $N_d$  la concentration de donneurs, et  $m^*$  la masse effective de l'électron.

Dans ce modèle, on doit retenir que la densité spectrale de courant de bruit est proportionnelle au carré du courant traversant le contact Schottky (Eq. IV.1) [HSU71].

#### IV.2.2.2 Modèles de Kleinpenning et de Luo

Dans ces modèles, le bruit en  $1/f$  des contacts Schottky en polarisation directe est attribué aux fluctuations de la mobilité des porteurs et du coefficient de diffusion. Dans le modèle de Kleinpenning, l'expression de la densité spectrale de bruit en courant du contact Schottky est :

$$S_i(f) = \frac{\alpha_H I_F}{16\pi f} \left[ \frac{kT}{q(V_D - V)} \right]^{5/2} \left( \frac{q}{\mu m^*} \right)^2 \left( \frac{m^* \epsilon}{\pi N_D} \right)^{1/2} \quad \text{Eq. IV.3}$$

Le modèle de Luo reprend les hypothèses de Kleinpenning, et aboutit à l'équation IV.4, qui donne l'expression de la densité spectrale de bruit en courant du contact Schottky en mode d'émission thermo-ionique :

$$\frac{S_i(f)}{I_{GS}^2} = \left( \frac{v_r}{v_d} \right)^2 \frac{q^2 w}{3 \varepsilon k T A} \exp \left( \frac{q^2 N_D w^2}{2 \varepsilon k T} \right) \frac{\alpha_H}{f} \quad \text{Eq. IV.4}$$

Où  $v_r$  est la vitesse de recombinaison des électrons égale à  $(kT/2\pi m^*)^{1/2}$ ,  $v_d$  est la vitesse de diffusion,  $\varepsilon$  est la constante diélectrique,  $w$  est l'épaisseur de la région de charge d'espace,  $\alpha_H$  est le paramètre de Hooge du bruit en  $1/f$ ,  $k$  est la constante de Boltzmann,  $T$  est la température du réseau,  $A$  est l'aire de la diode,  $N_D$  est la concentration de dopage,  $I_{GS}$  est le courant traversant la diode, et  $f$  est la fréquence.

Les sources de bruit extrinsèques, telle la source de bruit associée à la résistance série de la diode, produisent du bruit en  $1/f$ , dont le niveau peut masquer la contribution intrinsèque de la jonction Schottky elle-même. En utilisant le modèle de Hooge, l'expression de la densité spectrale de bruit en courant produit par la résistance série d'un contact Schottky de rayon  $r$  ( $R_s = \rho/4r$ ) s'écrit :

$$S_i(f) = \frac{\pi^2 \alpha I_F^2}{80 n r^3 f} \quad \text{Eq. IV.5}$$

Où  $n$  est la densité de porteurs libres.

Dans les modèles de Kleinpenning et de Luo, en régime direct, pour les faibles courants, la densité spectrale de bruit en courant est proportionnelle au carré du courant. Pour les forts courants, le modèle de Kleinpenning prend également en compte l'effet de la résistance série  $R_s$  de la diode pour expliquer l'évolution du bruit basses fréquences en courant de grille [KLE79][LUO88].

### IV.2.2.3 Modèles de MEVA

Dans ce modèle, l'expression de la densité spectrale de bruit en courant est calculée à partir de l'expression du courant qui traverse la diode Schottky dans les différents régimes de fonctionnement [MEV97].

**En mode inverse**, le courant dans la diode est attribué à l'émission thermo-ionique. Il s'écrit :

$$I = I_S = AA^* T^2 \exp \left( \frac{q(\phi_B - \Delta\phi_B)}{kT} \right) \quad \text{Eq. IV.6}$$

Où, rappelons-le,  $I_s$  est le courant de saturation de la diode,  $T$  la température en Kelvin,  $q$  la charge élémentaire,  $A$  est la surface du contact Schottky,  $A^*$  est la constante effective de Richardson, et  $\Delta\phi_B$  est la force image qui entraîne la diminution de la hauteur de la barrière de potentiel  $\phi_B$ .

On calcule alors la différentielle de l'équation IV.6 :

$$\delta I = -\frac{q}{kT} I \delta\phi_B \quad \text{Eq. IV.7}$$

Avec  $\delta\phi_B$  la modulation de la hauteur de la barrière de potentiel, que l'on écrit :

$$\delta\phi_B = \delta(\phi_B - \Delta\phi_B) \quad \text{Eq. IV.8}$$

On peut ainsi écrire l'expression de la densité spectrale de bruit en courant du contact Schottky comme :

$$S_i(f) = \frac{\overline{\delta I^2}}{\Delta f} = \left(\frac{q}{kT}\right)^2 I^2 \left(\frac{\overline{\delta\phi_B^2}}{\Delta f}\right) \quad \text{Eq. IV.9}$$

En mode inverse, la densité spectrale de bruit en courant est proportionnelle au carré du courant.

**En mode direct**, le courant dans la diode peut s'écrire :

$$I = I_s \exp\left(\frac{qV_d}{nkT}\right) \quad \text{Eq. IV.10}$$

Où,  $n$  est le facteur d'idéalité de la diode, et  $V_d$  la tension aux bornes de la partie intrinsèque de la diode, qui s'écrit :

$$V_d = V - R_s I \quad \text{Eq. IV.11}$$

$V$  est la tension appliquée aux bornes de la partie extrinsèque de la diode.

En supposant que le bruit associé à la résistance série  $R_s$  est négligeable, on peut écrire l'expression de la densité spectrale de bruit en courant en calculant la différentielle de l'équation IV.10 :

$$\delta I = -\frac{q}{kT} I \delta\phi_B + \frac{q}{nkT} I \delta V_d = -\frac{\delta V_d}{R_s} \quad \text{Eq. IV.12}$$

La densité spectrale de bruit en courant du contact Schottky en mode direct s'écrit alors :

$$S_i(f) = \frac{\overline{\delta I^2}}{\Delta f} = \left( \frac{\frac{q}{kT} \frac{1}{R_s}}{\frac{1}{R_s} + \frac{q}{nkT} I} \right)^2 I^2 \frac{\overline{\delta \phi_B^2}}{\Delta f} \quad \text{Eq. IV.13}$$

A partir de l'équation IV.13, nous pouvons considérer trois cas :

Pour les faibles courants,  $1/R_s \gg I(q/nkT)$ ,  $S_i(f)$  est proportionnel au carré du courant.

Pour les forts courants,  $1/R_s \ll I(q/nkT)$ ,  $S_i(f)$  est indépendant du courant.

Pour les valeurs intermédiaires de courant,  $S_i(f)$  est proportionnel à  $I^n$ , avec  $0 < n < 2$ .

### IV.2.3 Le bruit basses fréquences associé au courant de grille des HEMTs

#### IV.2.3.1 HEMT polarisé en diode : circuit équivalent

Lorsque le HEMT est polarisé en diode, le drain et la source sont en court circuit. La figure IV.1 présente le circuit équivalent du HEMT monté en diode, en incluant les différentes sources de bruit.

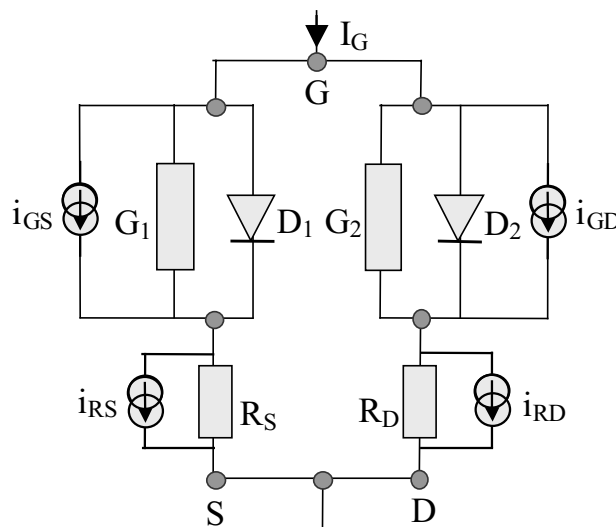


Figure IV.1 : Circuit équivalent du HEMT monté en diode, en incluant les différentes sources de bruit

Ce schéma utilise les mêmes notations que celles de la figure III.10. Etant donné que tous les composants ont des grilles centrées, nous pouvons considérer que les deux branches grille-source et grille-drain sont identiques. Les sources de bruit prédominantes responsables du bruit de grille sont soit le bruit de la diode grille-source (G1–D1) et de la diode grille-drain (G2–D2), représenté par les générateurs de bruit en courant  $i_{GS}$  et  $i_{GD}$ , soit le bruit des résistances  $R_S$  et  $R_D$ , représenté par les générateurs de bruit en courant  $i_{RS}$  et  $i_{RD}$ .

**IV.2.3.2 A propos de la mesure de  $S_{ig}$  à  $V_{GS} > 0V$  et  $V_{DS} = 0V$** 

Dans cette configuration de mesure, le transistor est monté en diode. L'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille doit suivre, à condition que le bruit originaire des résistances  $R_S$  et  $R_D$  soit négligeable devant le bruit des diodes D1 et D2, l'évolution proposée par l'un des modèles présenté au paragraphe IV.2.2. Ces modèles traitent le cas où le bruit du contact Schottky a pour origine la modulation de la hauteur de la barrière de potentiel.

**IV.2.3.3 A propos de la mesure de  $S_{ig}$  à  $V_{GS} < 0V$  et  $V_{DS} = 0V$** 

Dans cette configuration de mesure, le transistor est toujours monté en diode, et la densité spectrale de bruit en courant de grille est principalement attribuée aux fluctuations de la densité de porteurs et de leur mobilité dans la zone de charges d'espace du contact Schottky de la grille. Le bruit originaire des résistances  $R_S$  et  $R_D$  est alors considéré comme négligeable. Rappelons que le modèle de MEVA prévoit  $S_{ig}$  proportionnel à  $I_{GS}^2$  lorsque le contact Schottky est polarisé en inverse.

**IV.2.3.4 A propos de la mesure de  $S_{ig}$  à  $V_{GS} < 0V$  et  $V_{DS} > 0V$  :**

Dans cette configuration de mesure, la polarisation drain-source  $V_{DS}$  est fixée à une valeur faible pour les mesures ciblant le fonctionnement en régime ohmique du composant et à une valeur plus élevée pour les mesures ciblant le fonctionnement du composant en régime de saturation. Lorsqu'une tension  $V_{DS}$  est appliquée, la diode grille-source (D1) et la diode grille-drain (D2) ne sont plus polarisées de la même manière. Cette fois, la densité spectrale de bruit en courant de grille peut être due aux fluctuations du courant localisées à la fois dans la zone de charges d'espace de la diode Schottky, et à la surface des régions d'accès, à proximité de la grille.

**IV.2.4 Caractéristiques du banc de mesure**

Le banc de mesure, déjà présenté au troisième chapitre (figure III.9), comprend pour la mesure du bruit en courant de grille un amplificateur trans-impédance EG&G 5182, connecté dans la boucle du circuit de polarisation de la grille, comme le montre la figure IV.2 :

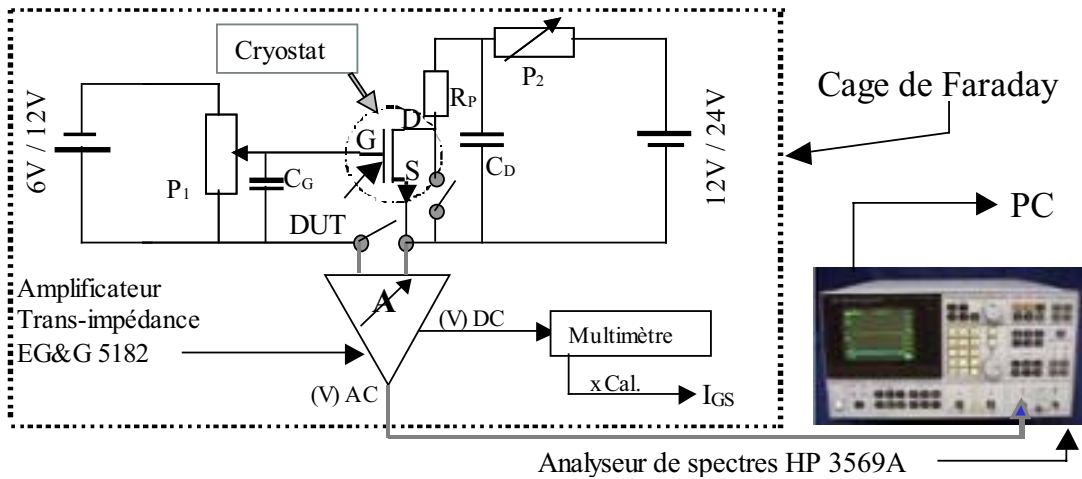


Figure IV.2 : Principe du banc de mesure en configuration de mesure du bruit en courant de grille

La mesure de l'intensité du courant  $I_{GS}$  se fait par l'intermédiaire de la sortie DC de l'amplificateur trans-impédance, prévue à cet effet. L'amplificateur en tension utilisé pour la mesure du bruit sur le drain n'est pas représenté. On peut cependant connecter ce dernier si l'on désire réaliser des mesures simultanées sur la grille et sur le drain du composant. Les systèmes de polarisation du drain et de la grille restent identiques à ceux décrits au troisième chapitre à la figure III.9. Un programme développé par l'équipe sur HPVVEE est utilisé pour piloter l'analyseur de spectres.

Le modèle de bruit équivalent du dispositif sous test comprend principalement les sources de bruit associées d'une part au composant mesuré, et d'autre part au bruit propre de l'amplificateur trans-impédance. La contribution du bruit généré par le système de polarisation de la grille est masquée par la capacité  $C_G$ .

Dans la gamme de fréquence 1 Hz à 100 kHz, l'analyseur de spectres mesure la densité spectrale en tension de la sortie AC de l'amplificateur trans-impédance, c'est à dire :

$$S_{vS} = |A_{ATr}(f)|^2 [S_{iATr}(f) + S_{ig}(f)] \tag{Eq. IV.14}$$

Où  $A_{ATr}(f)$  est la fonction de transfert de l'amplificateur trans-impédance,  $S_{iATr}(f)$  et  $S_{ig}(f)$  sont respectivement les densités spectrales associées à  $i_{ATr}(t)$ , le générateur de bruit en courant du pré-amplificateur, et  $i_g(t)$ , le générateur de bruit en courant associé à la diode Schottky, comme l'illustre la figure IV.3.

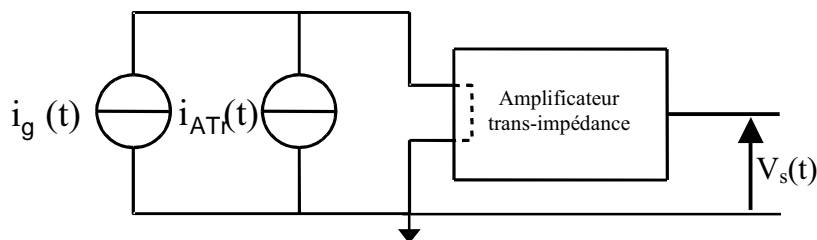


Figure IV.3 : Modèle de bruit équivalent du dispositif sous test pour les mesures de bruit de grille

Dans la majorité des cas, la densité spectrale de bruit en  $1/f$  associée au contact Schottky du transistor à effet de champ est proportionnelle au carré du courant de grille. Plus les composants présentent une grande géométrie de grille, plus le courant de grille est élevé, et plus le niveau de bruit de grille doit être élevé. La sensibilité limite de l'amplificateur EG&G 5182 trans-impédance est de  $2,2 \times 10^{-28} \text{ A}^2/\text{Hz}$ , ce qui correspond à un bruit de grenaille  $2qI$  produit par un courant de  $0,7 \text{ nA}$ . La sensibilité de la mesure et la bande de fréquence de l'amplificateur trans-impédance varient en fonction du calibre utilisé pendant la mesure de bruit en courant de grille, calibre réglé en fonction de l'intensité du courant mesuré.

Le tableau IV.1 présente les caractéristiques de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182 en fonction des calibres utilisés (pour plus d'informations, se rapporter à l'annexe du chapitre IV) :

Calibre de mesure	Résistance d'entrée ( $\Omega$ )	Bande passante de l'amplificateur	Sensibilité
$10^{-5} \text{ A/V}$	< 1	0,5Hz à 1MHz	10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$10^{-6} \text{ A/V}$	< 1	0,5Hz à 800kHz	5 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$10^{-7} \text{ A/V}$	< 100	0,5Hz à 200kHz	135 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$10^{-8} \text{ A/V}$	< 100	0,5Hz à 25kHz	45 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$10^{-8} \text{ A/V (L.N.)}$	< 10k	0,5Hz à 10kHz	15 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Tableau IV.1 : Caractéristiques de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182 en fonction des calibres utilisés

L'extraction de la densité spectrale en courant de grille  $S_{ig}(f)$  à partir de la mesure de la densité spectrale en tension  $S_{vs}(f)$  requiert une connaissance précise de  $A(f)$  et de  $S_{iA}(f)$ . Pour les mesures aux plus faibles niveaux, l'utilisation du calibre le plus sensible ( $10^{-8} \text{ A/V L.N.}$ ) est nécessaire. Sur ce calibre, l'amplificateur présente une bande passante de 10 kHz, marquée par une atténuation autour de 1Hz et par une ondulation vers 10 kHz. En utilisant la fonction de « FIT » de l'analyseur de spectres, une équation a été déterminée pour corriger la mesure dans la bande passante de l'amplificateur (cf annexe du chapitre IV [LAM01]).

Pour réaliser les mesures à  $V_{DS} = 0\text{V}$ , le banc offre la possibilité de mettre le drain et la source en court circuit, ce qui empêche le circuit de polarisation du drain de contribuer au bruit mesuré en entrée. Par contre, pour les mesures réalisées à  $V_{DS} \neq 0\text{V}$ , il faut s'assurer que le circuit de polarisation du drain ne perturbe pas la mesure du bruit en courant de grille.

La figure IV.4 présente deux mesures de la densité spectrale de bruit en courant de grille réalisées sur le composant T\_SiC[B]-(3)-4, pour deux valeurs de résistance de polarisation du drain :



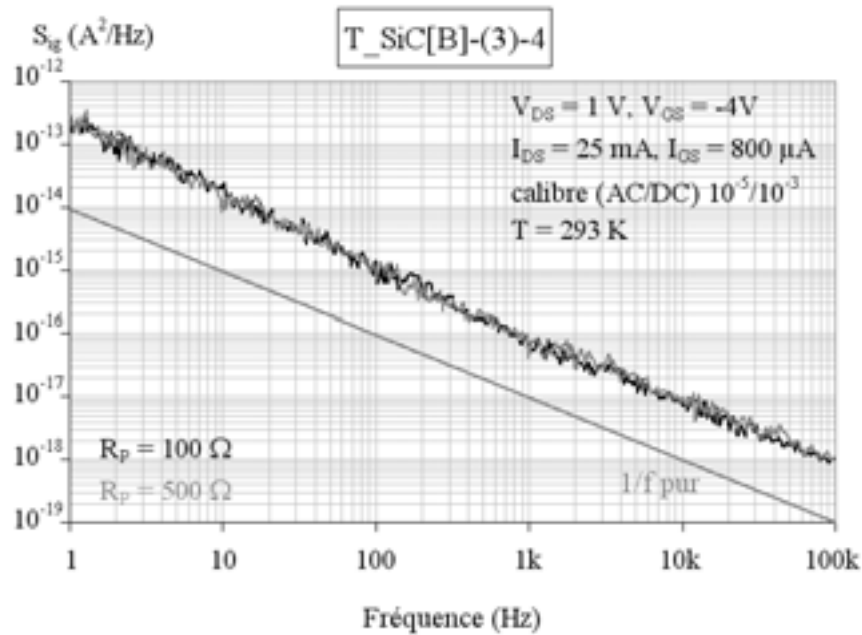


Figure IV.4 : Influence de la résistance  $R_p$  du circuit de polarisation de drain sur les mesures de bruit basses fréquences en courant de grille

Le composant est polarisé à  $V_{GS} = -4$  V et  $V_{DS} = 1$  V. Le courant de fuite est élevé, et nécessite d'utiliser l'amplificateur trans-impédance sur le calibre  $10^{-5}/10^{-3}$ . Comme on peut le voir sur la figure IV.4, les résultats sont identiques lorsque  $R_p$  vaut 100 ou 500  $\Omega$ , ce qui permet de considérer que la résistance de polarisation n'influence pas les mesures de bruit de grille des composants (dans les conditions normales, c'est à dire avec  $R_p$  au moins trois fois plus élevée que  $R_{DS}$ ).

## IV.2.5 Evolution du bruit en courant de grille en fonction de la polarisation

Les différentes mesures réalisées vont permettre d'évaluer l'influence de la géométrie du contact de grille, et de comparer l'impact des différents choix technologiques sur le niveau de bruit basses fréquences en courant de grille. L'évolution de  $S_{ig}$  en fonction de la polarisation est également comparée entre chaque technologie. L'objectif de cette étude est la modélisation des sources de bruit associées au contact de grille des HEMTs étudiés.

### IV.2.5.1 Mesures à $V_{GS} > 0$ V

Ce paragraphe a pour but d'étudier l'évolution du bruit du courant de grille lorsque le composant est polarisé en diode, à  $V_{GS} > 0$  V, c'est à dire lorsque la diode est polarisée en direct. Les figures IV.5 et IV.6 présentent respectivement à  $V_{DS} = 0$  V et  $V_{GS} > 0$  V l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille, et l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille à 1 Hz en fonction de  $I_{GS}^2$  pour le composant T\_SiC[B]-(3)-4.

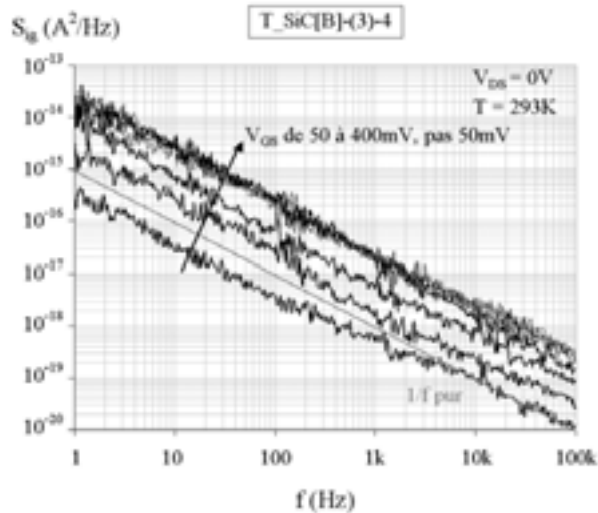


Figure IV.5 : Composant T\_SiC[B]-(3)-4 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille, à  $V_{DS} = 0V$  et  $V_{GS} > 0V$

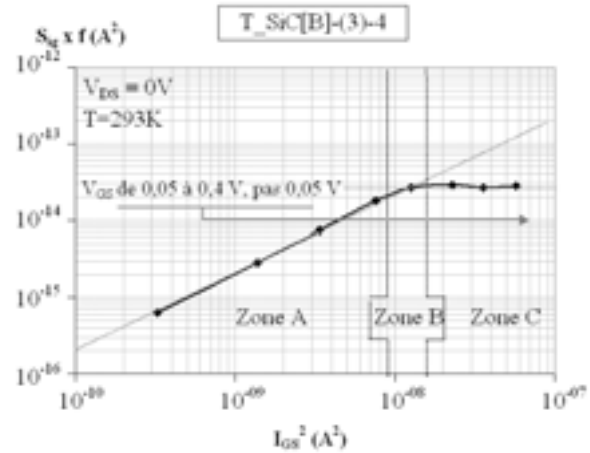


Figure IV.6 : Composant T\_SiC[B]-(3)-4 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille à 1Hz en fonction de  $I_{GS}^2$ , en polarisation directe à  $V_{DS} = 0V$

On peut constater sur la figure IV.5 que lorsque  $V_{GS}$  varie de 50 à 450 mV, le niveau du bruit en courant de grille augmente puis semble devenir constant à partir de  $V_{GS} = 250$  mV. On peut distinguer sur la figure IV.6 les trois régions évoquées dans le modèle de MEVA :

Zone A (faible courant), de  $V_{GS} = 50$  à 200 mV, où  $S_{ig} \times f$  est proportionnel à  $I_{GS}^2$ .

Zone C (fort courant), de  $V_{GS} = 250$  à 450 mV, où  $S_{ig} \times f$  est indépendant de  $I_{GS}$ .

Zone B (courant intermédiaire), de  $V_{GS} = 200$  à 250 mV, où  $S_{ig} \times f$  est proportionnel à  $I^n$ , avec  $0 < n < 2$ .

Le modèle de MEVA, qui explique le bruit aux basses fréquences des contacts Schottky en régime direct par la modulation de la hauteur de la barrière de potentiel, permet donc de décrire l'évolution du bruit en courant de grille de nos composants.

#### IV.2.5.2 Mesures à $V_{GS} < 0V$

Les figures IV.7 à IV.21, montrent l'évolution de la densité spectrale de bruit en courant  $S_{ig}$  en fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS} = 0V$ , puis à une valeur de  $V_{DS}$  correspondant à un fonctionnement en régime ohmique, et enfin à une valeur de  $V_{DS}$  correspondant à un fonctionnement en régime de saturation, pour un composant de chaque technologie. Les figures présentent respectivement les résultats obtenus sur le composant T\_Si-(1)-2, le composant T\_Sap[A]-(3G2)-3, le composant T\_SiC[A]-(3G2)-2, le composant T\_Sap[B]-(2), et enfin le composant T\_SiC[B]-(1)-4. Les mesures sont systématiquement présentées dans la gamme de fréquence allant de 1 Hz à 1 kHz

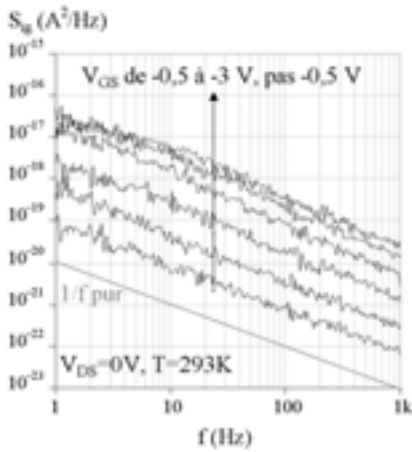


Figure IV.7 :  $T_{Si}(1)-2$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=0V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-2\mu A$  à  $-25,7\mu A$ )

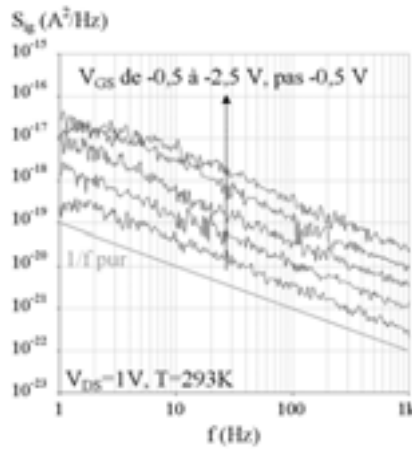


Figure IV.8 :  $T_{Si}(1)-2$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=1V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-4,2\mu A$  à  $-24,2\mu A$ )

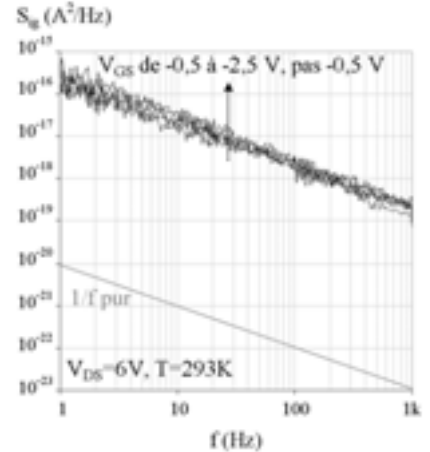


Figure IV.9 :  $T_{Si}(1)-2$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=6V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-31,7\mu A$  à  $-115,8\mu A$ )

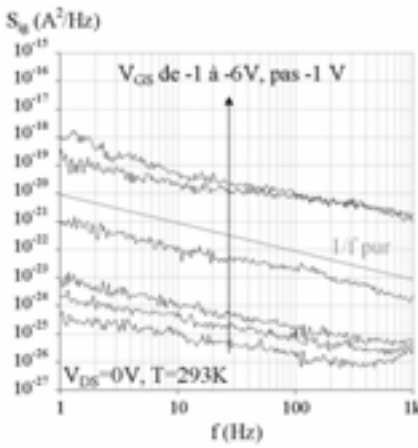


Figure IV.10 :  $T_{Sap}[A]-(3G2)-3$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=0V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-1,2nA$  à  $-0,24\mu A$ )

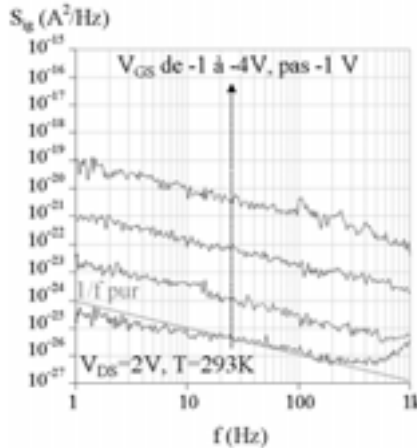


Figure IV.11 :  $T_{Sap}[A]-(3G2)-3$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=2V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-0,58nA$  à  $-42nA$ )

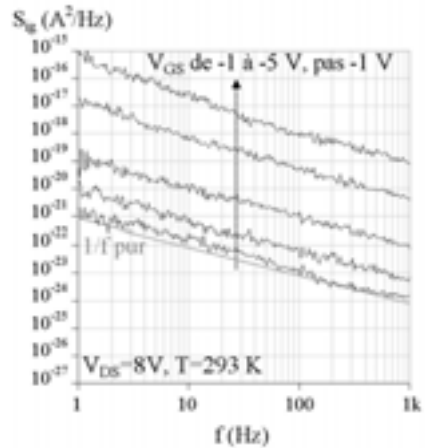


Figure IV.12 :  $T_{Sap}[A]-(3G2)-3$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=8V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-12nA$  à  $-1,2\mu A$ )

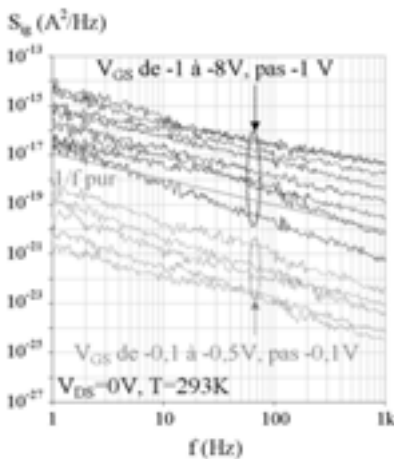


Figure IV.13 :  $T_{SiC}[A]-(3G2)-2$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=0V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-0,35nA$  à  $-36\mu A$ )

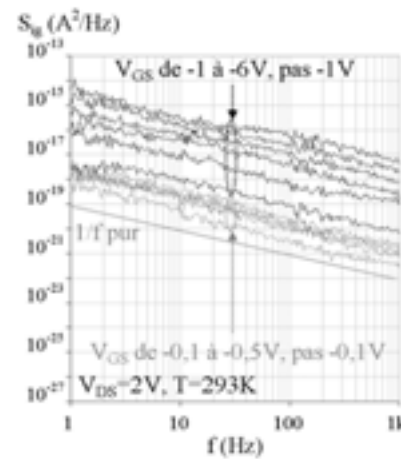


Figure IV.14 :  $T_{SiC}[A]-(3G2)-2$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=2V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-103nA$  à  $-33\mu A$ )

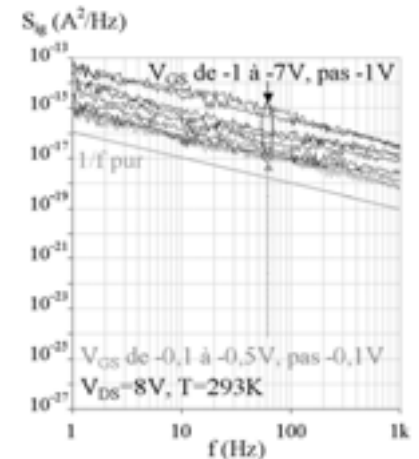


Figure IV.15 :  $T_{SiC}[A]-(3G2)-2$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=8V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-8,8\mu A$  à  $-84\mu A$ )

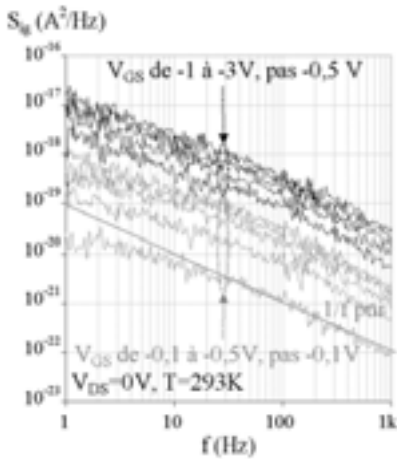


Figure IV.16 :  $T_{Sap}[B]-(2)$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=0V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-2,7\mu A$  à  $-114\mu A$ )

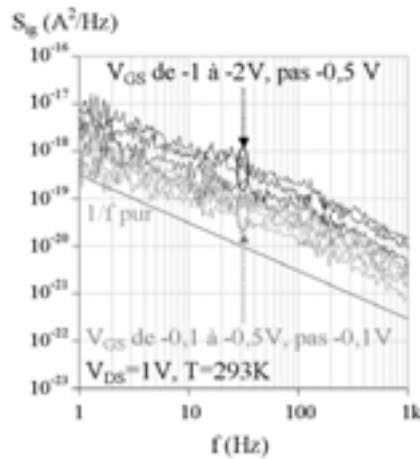


Figure IV.17 :  $T_{Sap}[B]-(2)$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=1V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-6,9\mu A$  à  $-73\mu A$ )

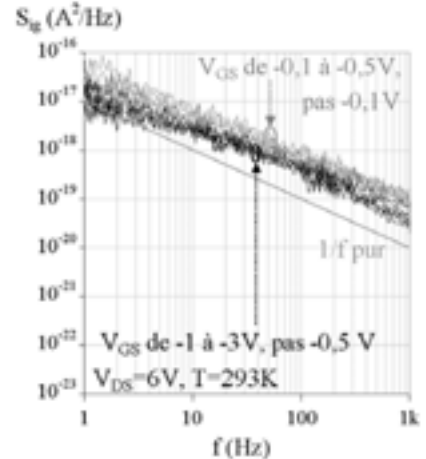


Figure IV.18 :  $T_{Sap}[B]-(2)$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=6V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-122\mu A$  à  $-125\mu A$ )

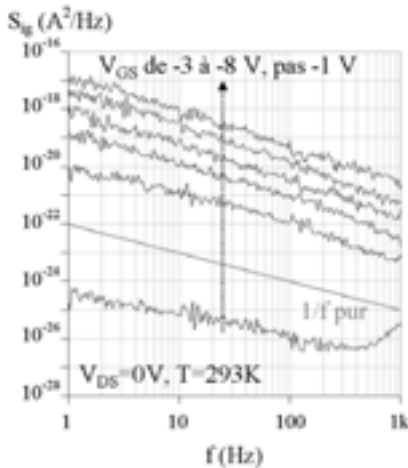


Figure IV.19 :  $T_{SiC}[B]-(1)-4$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=0V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-0,48nA$  à  $-47nA$ )

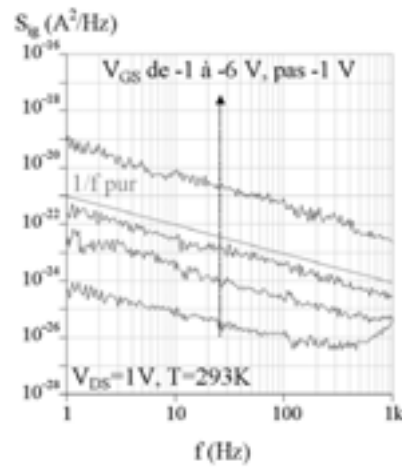


Figure IV.20 :  $T_{SiC}[B]-(1)-4$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=1V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-0,45nA$  à  $-7,5nA$ )

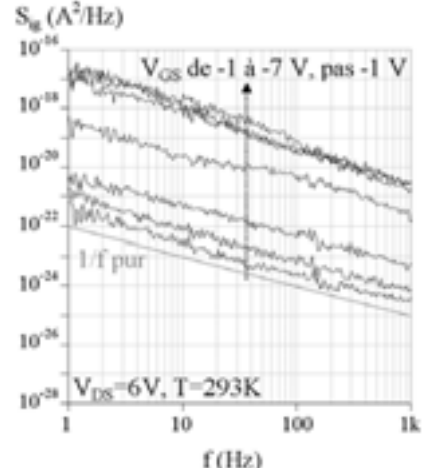


Figure IV.21 :  $T_{SiC}[B]-(1)-4$  :  $S_{ig}(f)$  fonction de  $V_{GS}$  à  $V_{DS}=6V$  ( $I_{GS}$  varie de  $-1,37nA$  à  $-340nA$ )

On observe sur les figures IV.10, IV.11, IV.19 et IV.20 la présence d'une déformation des spectres sur les mesures de plus faible niveau, au voisinage de 1 kHz. Cette déformation montre que l'on atteint la sensibilité limite du banc de mesure.

**Mesures réalisées à  $V_{DS} = 0V$  :**

Les spectres de bruit en courant de grille mesuré à  $V_{DS} = 0V$  sont dominés par une composante de bruit en  $1/f$ . Le niveau de bruit de grenaille  $2qI_{GS}$  n'est pas atteint en dessous de 1 kHz (même à une fréquence de 100 kHz, le bruit de grenaille n'a jamais été observé durant les mesures pratiquées sur la grille tout au long de ces travaux).

Pour toutes les technologies étudiées, on constate que le bruit en courant de grille  $S_{ig}$  augmente quand la polarisation de grille  $V_{GS}$  diminue, c'est à dire quand le courant inverse de grille  $I_{GS}$  augmente.

On constate que les composants qui présentent la plus forte valeur de courant de fuite présentent également les plus forts niveaux de bruit de courant de grille.

#### **Mesures réalisées à $V_{DS} \neq 0V$ :**

Quel que soit le régime de fonctionnement dans lequel est polarisé le composant, on observe un comportement similaire à celui observé lors des mesures réalisées à  $V_{DS} = 0V$ .

Le bruit en courant de grille  $S_{ig}$  augmente quand la polarisation de grille  $V_{GS}$  diminue, c'est à dire quand le courant de fuite de la grille  $I_{GS}$  augmente. Les composants qui présentent les plus fortes valeurs de courant de fuite présentent également les plus forts niveaux de bruit en 1/f de courant de grille.

Plus on augmente  $V_{DS}$ , et plus, pour une même polarisation de grille  $V_{GS}$ , le courant de grille augmente, ce qui entraîne une augmentation du niveau de bruit en courant de grille mesuré (figures IV.9 et IV.18). L'évolution plus faible du courant de fuite de la grille en fonction de la tension de polarisation de la grille lorsque  $V_{DS}$  est élevé a une conséquence sur l'évolution du bruit en courant de grille. Par exemple, le bruit en courant de grille du composant T\_Sap[B]-(2) mesuré à  $V_{DS} = 6V$  ne présente pas d'évolution significative à cause de la faible évolution du courant de grille  $I_{GS}$  avec  $V_{GS}$ , tandis qu'il est multiplié par un facteur 20 à  $V_{DS} = 1V$  (figures IV.17 et IV.18).

#### **IV.2.5.3 Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille en fonction de $V_{DS}$ , à $V_{GS}$ constant**

Les figures IV.22 à IV.26 montrent l'évolution du bruit en 1/f de grille à  $f = 1Hz$  ainsi que l'évolution de  $I_{GS}^2$ , en fonction de  $V_{DS}$ , respectivement pour trois composants de la technologie T\_Si, deux composants de la technologie T\_Sap[A], deux composants de la technologie T\_SiC[A], les deux composants de la technologie T\_Sap[B], et enfin sur un composant de la technologie T\_SiC[B].

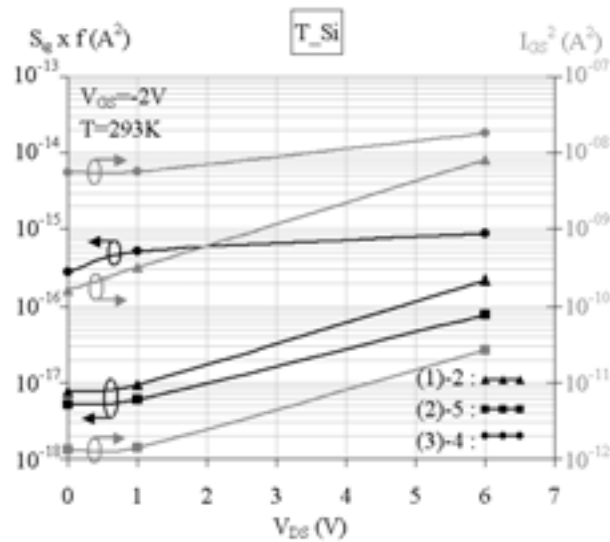


Figure IV.22 : Evolution de  $S_{ig} \times f$  et de  $I_{GS}^2$ , en fonction de  $V_{DS}$ , pour trois composants de la technologie T\_Si. Mesures réalisées à  $V_{GS} = -2V$

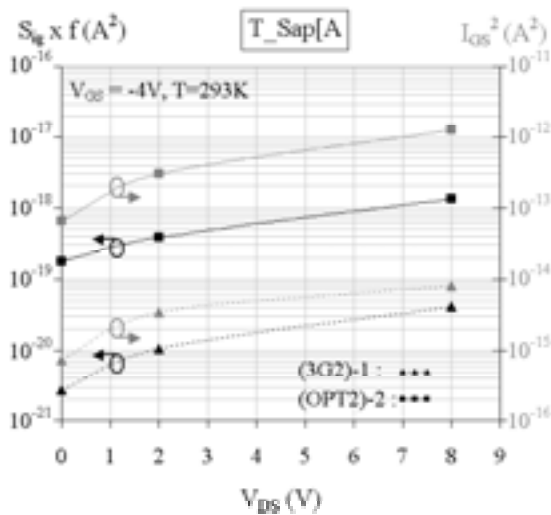


Figure IV.23 : Evolution de  $S_{ig} \times f$  et de  $I_{GS}^2$ , en fonction de  $V_{DS}$ , pour deux composants de la technologie T\_Sap[A]. Mesures réalisées à  $V_{GS} = -4V$

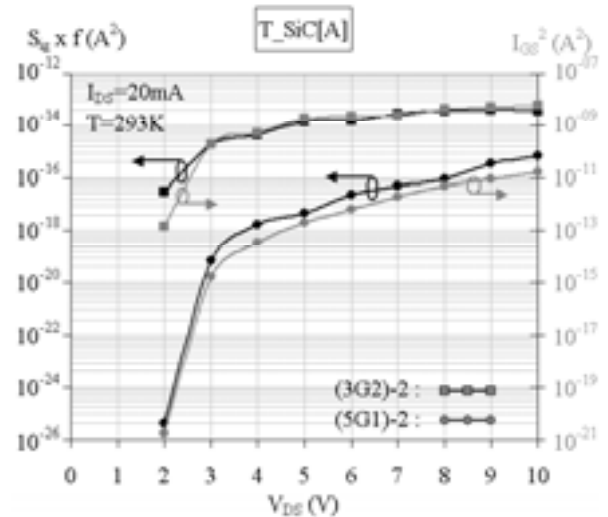


Figure IV.24 : Evolution de  $S_{ig} \times f$  et de  $I_{GS}^2$ , en fonction de  $V_{DS}$ , pour deux composants de la technologie T\_SiC[A]. Mesures réalisées à un courant  $I_{DS} = 20mA$

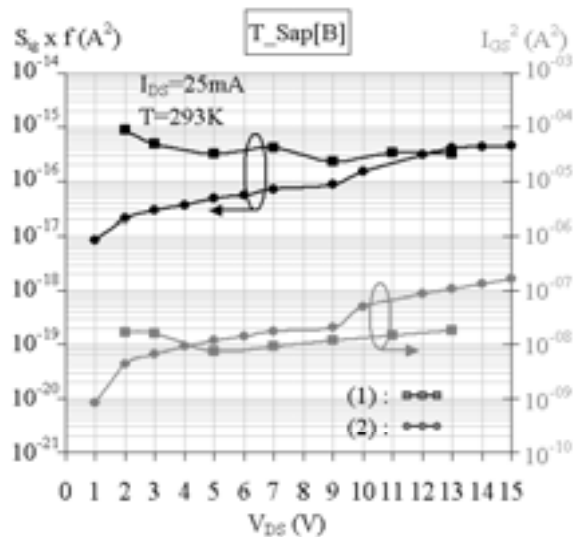


Figure IV.25 : Evolution de  $S_{ig} \times f$  et de  $I_{GS}^2$ , en fonction de  $V_{DS}$ , pour les deux HEMTs de la technologie T\_Sap[B]. Mesures réalisées à un courant  $I_{DS} = 25 \text{ mA}$

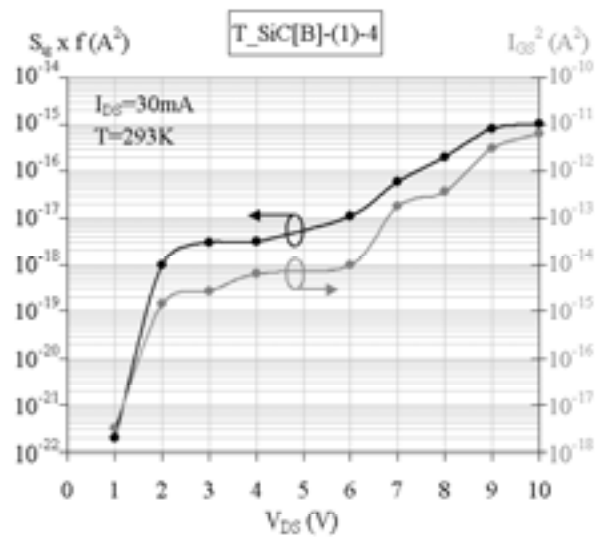


Figure IV.26 : Evolution de  $S_{ig} \times f$  et de  $I_{GS}^2$ , en fonction de  $V_{DS}$ , pour le composant T\_SiC[A]-(1)-4. Mesures réalisées à un courant  $I_{DS} = 35 \text{ mA}$

Ces graphes montrent que la composante de bruit en  $1/f$  en courant de grille est proportionnelle au carré du courant de grille, que les mesures soient réalisées à  $I_{DS}$  constant ou  $V_{GS}$  constant. L'évolution de  $S_{ig}(f)$  en fonction de  $V_{DS}$  dépend uniquement de la valeur du courant de fuite du contact Schottky.

#### IV.2.6 Comparaison technologique du niveau du bruit en $1/f$ associé au courant de grille

Pour tous les composants sous étude, le bruit en courant de grille  $S_{ig}$  est proportionnel au carré du courant de grille.

La dispersion du bruit en courant de grille à  $f = 1 \text{ Hz}$  entre composants est due aussi bien à la dispersion des caractéristiques du courant de grille, qu'à son origine physique. En effet, le courant de fuite de grille des HEMTs est habituellement composé d'un courant intrinsèque relatif au contact Schottky et à la zone de charge d'espace de la diode, et d'un courant extrinsèque relatif aux mécanismes de conduction localisés à la surface et dans les régions d'accès du composant.

Les figures IV.27 à IV.29 résument l'évolution du bruit basses fréquences de grille à  $1 \text{ Hz}$  en fonction du courant de grille, pour trois valeurs de  $V_{DS}$  et pour tous les composants étudiés.

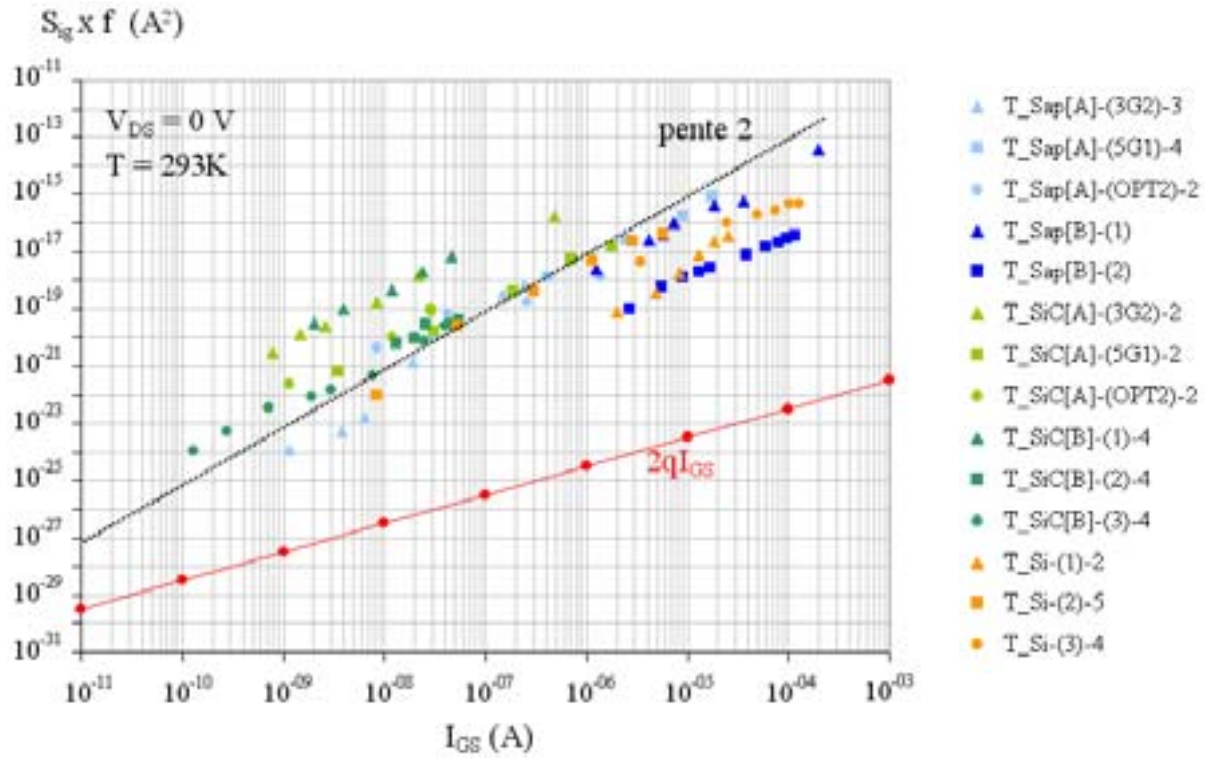


Figure IV.27 : Comparaison du bruit en courant de grille  $S_{ig}$  à  $f=1\text{Hz}$  en fonction de  $I_{GS}$ , mesuré à  $V_{DS} = 0\text{V}$ , avec le bruit de grenaille théorique des composants étudiés des différentes technologies

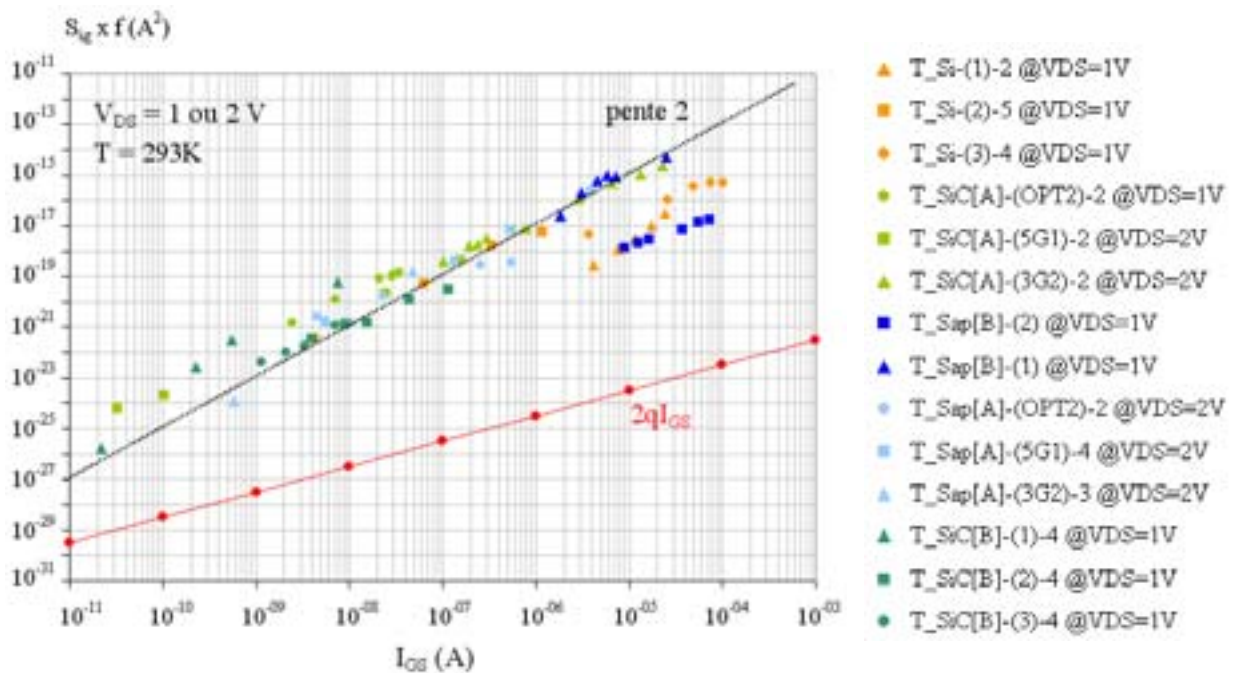


Figure IV.28 : Comparaison du bruit en courant de grille  $S_{ig}$  à  $f=1\text{Hz}$  en fonction de  $I_G$ , mesuré à  $V_{DS} = 1 \text{ ou } 2\text{V}$ , avec le bruit de grenaille théorique des composants étudiés des différentes technologies



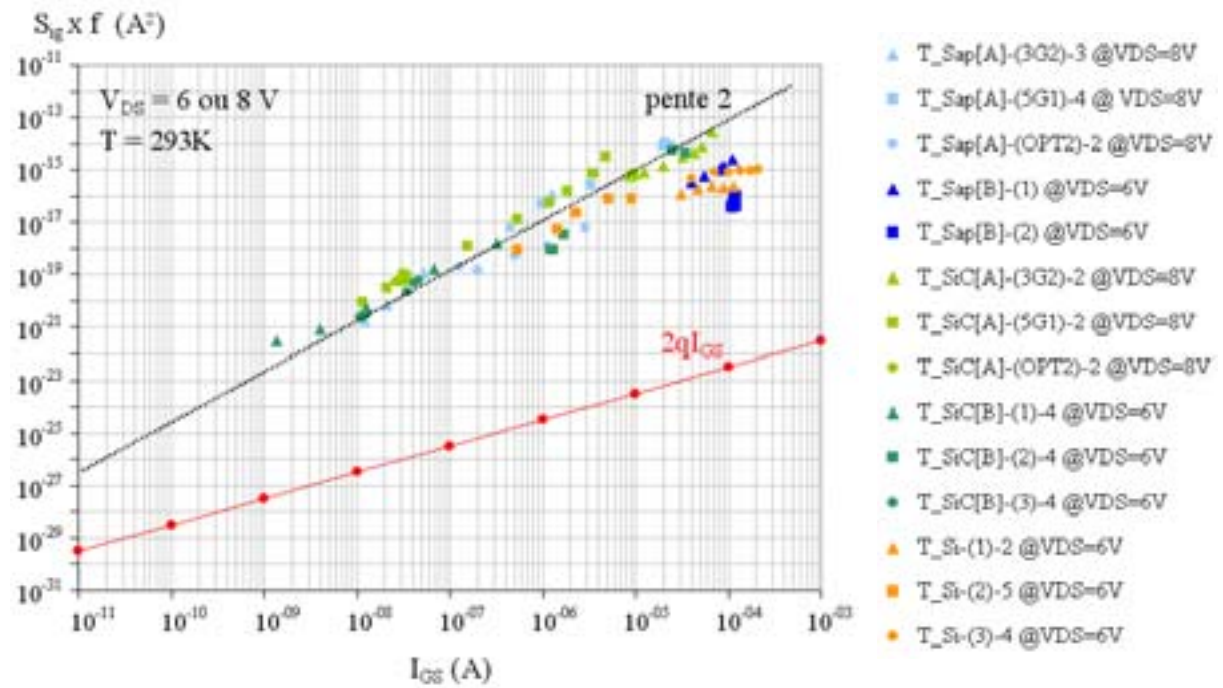


Figure IV.29 : Comparaison du bruit en courant de grille  $S_{ig}$  à  $f=1\text{Hz}$  en fonction de  $I_{GS}$ , mesuré à  $V_{DS} = 6$  ou  $8\text{V}$ , avec le bruit de grenaille théorique des composants étudiés des différentes technologies

Ces résultats montrent clairement que le bruit basses fréquences en courant de grille  $S_{ig}$  est approximativement proportionnel au carré du courant de grille, tandis que le bruit de grenaille théorique  $2qI_{GS}$  n'est pas atteint pour les fréquences inférieures à 100kHz.

Le bruit en  $1/f$  est le bruit en excès dominant le bruit basses fréquences de grille. Cependant, des composantes de bruit de génération-recombinaison ont été parfois détectées sur certains composants de la technologie T\_Sap[A].

#### IV.2.7 Modélisation du bruit basses fréquences en courant de grille

Comme nous l'avons évoqué précédemment, nous n'avons jamais observé durant ces travaux du bruit autre que du bruit en excès lors des mesures de bruit en courant de grille. Le bruit de grenaille, comme les bruits thermiques liés aux conductances  $G_1$  et  $G_2$  et aux résistances  $R_S$  et  $R_D$  n'ont jamais été observés. Le bruit de g-r n'a quant à lui été observé que très rarement, et nous ne chercherons pas à le modéliser. Dans ces conditions, nous ne tenons compte que du bruit en  $1/f$ , qui s'exprime dans les logiciels de CAO de type ELDO BSIM3v3 à partir de la relation suivante :

$$S_{ig}(f) = K_g I_{GS}^2 \frac{1}{f^{A_{fg}}} \quad \text{Eq. IV.15}$$

Où  $K_g$  permet de modéliser le niveau du bruit en  $1/f$  à 1 Hz et  $A_{fg}$  permet de modéliser la pente du bruit en  $1/f$ .

Les spectres de bruit en courant de grille mesurés au cours de ces travaux présentent dans la majorité des cas une pente en  $1/f$  pur. Nous fixons donc  $A_{fg}$  à 1.

Le tableau IV.2 présente les valeurs du paramètre  $K_g$  pour un composant typique de chaque technologie et pour différentes valeurs de  $V_{DS}$ .

Composants :	$K_g$		
<b>T_Si-(1)-2</b>	$2,4 \times 10^{-8}$ (@ $V_{DS}=0V$ )	$2,2$ à $4,7 \times 10^{-8}$ (@ $V_{DS}=1V$ )	$0,2$ à $2 \times 10^{-8}$ (@ $V_{DS}=6V$ )
<b>T_Sap[A]-(3G2)-3</b>	$5$ à $20 \times 10^{-7}$ (@ $V_{DS}=0V$ )	$3$ à $9 \times 10^{-6}$ (@ $V_{DS}=2V$ )	$1$ à $7 \times 10^{-5}$ (@ $V_{DS}=8V$ )
<b>T_SiC[A]-(3G2)-2</b>	$2,6 \times 10^{-3}$ (@ $V_{DS}=0V$ )	$4$ à $40 \times 10^{-5}$ (@ $V_{DS}=2V$ )	$7 \times 10^{-6}$ (@ $V_{DS}=8V$ )
<b>T_Sap[B]-(2)</b>	$4 \times 10^{-9}$ (@ $V_{DS}=0V$ )	$6,3 \times 10^{-9}$ (@ $V_{DS}=1V$ )	$3 \times 10^{-9}$ (@ $V_{DS}=6V$ )
<b>T_SiC[B]-(1)-4</b>	$9 \times 10^{-3}$ (@ $V_{DS}=0V$ )	$3 \times 10^{-4}$ (@ $V_{DS}=1V$ )	$2 \times 10^{-4}$ (@ $V_{DS}=6V$ )

Tableau IV.2 : Paramètre  $K_g$  extrait pour un composant typique de chaque technologie étudiée pour différentes valeurs de  $V_{DS}$

On peut constater que pour les composants T\_Si-(1)-2 et T\_Sap[B]-(2), le paramètre  $K_g$  ne varie pas en fonction de  $V_{DS}$ . Pour le composant T\_Sap[A]-(3G2)-3,  $K_g$  augmente quand  $V_{DS}$  augmente, tandis que pour le composant T\_SiC[A]-(3G2)-2,  $K_g$  diminue lorsque  $V_{DS}$  augmente. Enfin, dans le cas du composant T\_SiC[B]-(1)-4, à  $V_{DS} = 0V$ ,  $K_g$  est de l'ordre de  $9 \times 10^{-3}$ , tandis qu'à  $V_{DS} = 1$  &  $6V$ , il est de l'ordre de  $2 \times 10^{-4}$ .

Dans les travaux de [LYO02], consacré à l'étude du bruit basses fréquences sur des HEMTs de la filière PH25 ( $4 \times 50\mu m$ ),  $K_g$  est de l'ordre de  $3,3 \times 10^{-8}$ , et  $A_{fg} = 0,8$ .

Les données du tableau IV.2 peuvent être directement utilisées dans les outil de CAO pour modéliser le bruit basses fréquences en courant de la grille.

#### IV.2.8 Conclusion

Quelle que soit la configuration de mesure, le bruit en  $1/f$  est la composante dominante du bruit aux basses fréquences en courant de grille. Le bruit de grenaille  $2qI_{GS}$  n'est pas atteint pour les fréquences inférieures à 100 kHz.

En ce qui concerne les mesures réalisées à  $V_{GS} > 0V$ , nous avons retrouvé à travers l'exemple du HEMT T\_SiC[B]-(3)-4 le comportement prévu dans le modèle de MEVA.

Cela montre que les sources de bruit liées aux résistances  $R_S$  et  $R_D$  sont masquées par les sources de bruit liées aux diodes grille-drain et grille-source.

A  $V_{GS} < 0V$  et  $V_{DS} \geq 0V$ , le bruit en  $1/f$  est proportionnel à  $I_{GS}^2$  pour tous les composants étudiés, ce qui valide le modèle de MEVA.

Nous devons préciser que des composantes de bruit de génération-recombinaison ont été détectées sur certains composants, en particulier pour les mesures réalisées à  $V_{GS} > 0V$  sur

la technologie T\_SiC[B], ainsi que pour les mesures réalisées à  $V_{GS} < 0V$  sur la technologie T\_Sap[A]. La fréquence de coupure relative à ces bosses de g-r varie en fonction de la polarisation de la grille  $V_{GS}$ , et une grande dispersion des composantes de bruit de g-r entre les composants d'une même technologie a été observée.

### IV.3 Mesures de corrélation entre le bruit de grille et le bruit de drain

Dans le cas de ces filières HEMT sur GaN, l'étude de la corrélation entre les bruits associés au drain et à la grille est apparue indispensable pour évaluer dans quelle mesure les sources de bruit associées au drain (canal, zones d'accès) et celle associées à la grille (diode, zone de charge d'espace, surface) sont liées.

Nous allons montrer dans les exemples qui suivent que le niveau de bruit en courant de drain peut être influencé par des niveaux de courant de fuite de grille élevés.

La figure IV.30 présente l'évolution des paramètres  $S_{id} \times f / I_{DS}^2$ , de  $|I_{GS}|$ , et de  $R_{DS}$  en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$ , pour le composant T\_Si-(3)-3 :

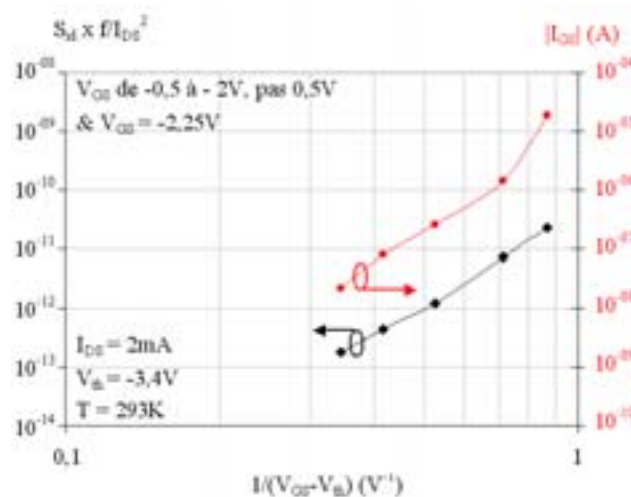


Figure IV.30 : Composant T\_Si-(3)-3 : Evolution des paramètres  $S_{id} \times f / I_{DS}^2$ , de  $|I_{GS}|$ , et de  $R_{DS}$  en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$

On constate sur la figure IV.30 que l'évolution du bruit basses fréquences en courant de drain normalisé  $S_{id} \times f / I_{DS}^2$  est similaire à l'évolution du courant de fuite de grille du transistor. Ce résultat démontre que les sources de bruit en courant de drain sont associées aux fluctuations localisées au voisinage du contact Schottky de grille. Les fluctuations du courant de grille peuvent être à l'origine de l'augmentation du bruit en  $1/f$  du courant de drain avec la tension  $V_{GS}$  [RUM00].

Les figures IV.31 et IV.32 présentent respectivement l'évolution de  $S_{id} \times f / I_{DS}^2$  et de  $R_{DS}$  en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  et l'évolution de  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{DS}$  à  $V_{GS} = 0$  et  $-1$  V pour deux composants de la technologie T\_Sap[A] :

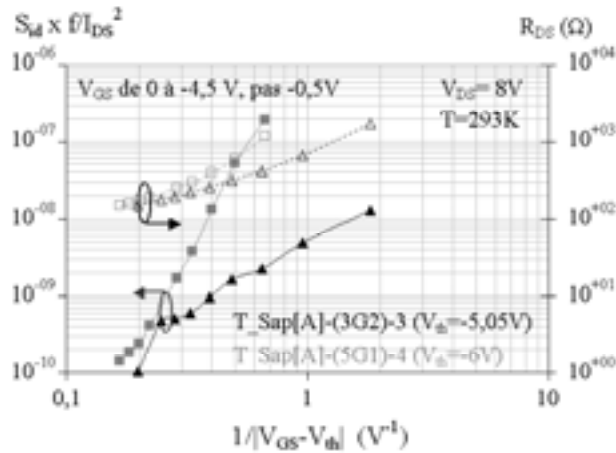


Figure IV.31 : Evolution du bruit de drain normalisé et de  $R_{DS}$  en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$ , pour les composants T\_Sap[A]-(3G2)-3 et T\_Sap[A]-(5G1)-4

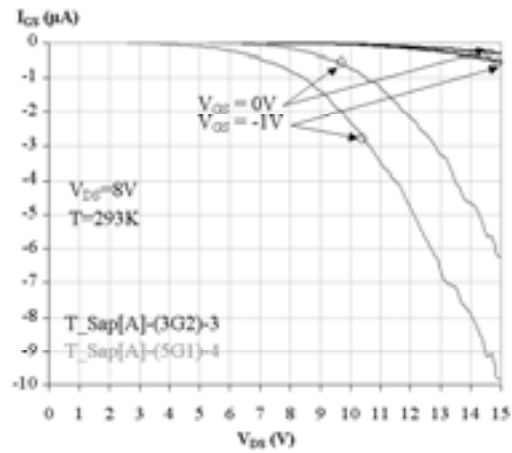


Figure IV.32 : Evolution du courant de fuite des composants T\_Sap[A]-(3G2)-3 et T\_Sap[A]-(5G1)-4 en fonction de la tension de polarisation drain-source

Alors que l'évolution de la résistance drain-source en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  est similaire pour les deux composants, le niveau de bruit en  $1/f$  normalisé augmente bien plus en fonction de  $1/(V_{GS} - V_{th})$  pour le HEMT T\_Sap[A]-(5G1)-4 que pour le HEMT T\_Sap[A]-(3G2)-3. La figure IV.32 montre que le HEMT T\_Sap[A]-(5G1)-4 présente un courant de fuite de grille bien plus élevé que le HEMT T\_Sap[A]-(3G2)-3, pour un même point de polarisation. Ainsi, on peut se demander si le bruit associé aux fluctuations du courant de grille ne constitue pas la composante prédominante du bruit mesuré à la sortie du composant T\_Sap[A]-(5G1)-4.

Des mesures simultanées du bruit basses fréquences en entrée et en sortie des composants ont donc été réalisées en régime ohmique et en régime de saturation sur des composants appartenant aux cinq technologies étudiées.

### IV.3.1 Fonction de cohérence

La fonction de cohérence entre deux signaux appliqués sur les deux voies de l'analyseur de spectres est calculée comme :

$$\lambda^2(f) = \frac{S_{v_{AvB}}(f)^2}{S_{v_A}(f)S_{v_B}(f)} \tag{Eq. IV.16}$$

où  $S_{v_{AvB}}$  est le spectre croisé entre  $v_A(t)$  et  $v_B(t)$ . Comme elle est normalisée, la cohérence est mesurée sur une échelle allant de 0 à 1, ou 1 indique une corrélation parfaite entre les deux signaux.

Le circuit de mesure côté grille, et plus précisément la sortie de l'amplificateur trans-impédance est connectée sur la voie A, tandis que le circuit de mesure côté drain, c'est à dire la sortie de l'amplificateur en tension est connectée sur la voie B. Dans ces conditions, l'analyseur de spectres mesure :

$$S_{vA}(f) = |A_{ATr}(f)|^2 [S_{iATr}(f) + S_{ig}(f)] \quad Eq. IV.17$$

$$S_{vB}(f) = A^2 \left\{ S_{eA}(f) + \left[ \frac{R_T R_p}{R_T + R_p} \right]^2 \left[ S_{id}(f) + \frac{4kT}{R_p} \right] \right\} \quad Eq. IV.18$$

Ces équations montrent que la cohérence calculée par l'analyseur entre  $S_{vA}(f)$  et  $S_{vB}(f)$  donne la cohérence entre le bruit en courant de grille  $S_{ig}$  et le bruit en courant de drain  $S_{id}$ . Il faut cependant tenir compte de  $A_{ATr}(f)$ ,  $S_{eA}(f)$  et  $S_{iATr}(f)$ .

Obtenir une fonction de cohérence proche de 1 peut signifier que :

- Les sources de bruit associées à la grille et au drain ont la même origine physique.
- Les fluctuations associées au courant de grille se trouvent ramenées en sortie, contribuant ainsi au bruit en courant de drain. En effet, les travaux de Rumyantsev, portant sur des HEMTs AlGaIn/GaN, montrent que lorsque le rapport  $I_{GS}/I_{DS}$  est de l'ordre de  $10^{-4}$  à  $10^{-5}$ , le bruit généré par le courant de fuite  $I_{GS}$  peut être la principale contribution du bruit en courant de drain mesuré en sortie [RUM00][MAL04].

Au contraire, si les signaux de bruit basses fréquences mesurés en entrée et en sortie ne sont que partiellement corrélés, les sources physiques de bruit sont différentes et le bruit basses fréquences mesuré en sortie reflète principalement les fluctuations localisées dans le canal et dans les régions d'accès.

La densité spectrale de bruit en courant de grille ramenée à la sortie s'exprime par :

$$S_i(f) = (g_m R_e)^2 S_{ig}(f) \quad Eq. IV.19$$

où  $R_e$  est la résistance d'entrée équivalente du composant évaluée en configuration de mesure de bruit en tenant compte du circuit de polarisation de la grille, et  $g_m$  la transconductance du transistor étudié.

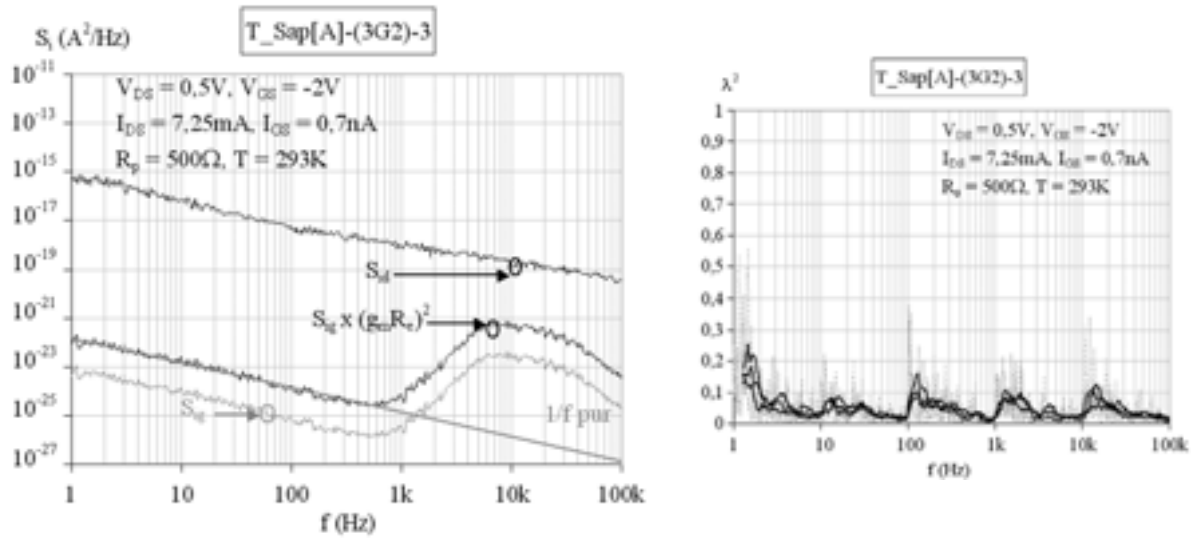
### IV.3.2 Résultats expérimentaux : Analyse de la contribution des fluctuations du courant de grille sur le bruit en sortie

Toutes les mesures sont réalisées dans la gamme de fréquence 1 Hz à 100 kHz. Cependant, la validité des mesures de bruit en courant de grille est restreinte dans certains cas en raison de la bande passante du banc de mesure. Les résultats sont présentés en régime ohmique puis en régime de saturation, en distinguant à chaque fois les cas où le rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  est faible, et les cas où le rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  est élevé. Dans ce modèle, (figure III.10), on suppose que l'origine de la corrélation entre le bruit basses fréquences d'entrée et de sortie peut être les fluctuations du courant de grille dans la diode  $D_2$  et dans la conductance de fuite  $G_2$  connectée à la grille et au drain. On suppose que l'origine de la partie corrélée du bruit en courant de grille peut être relative, soit au courant de fuite qui traverse  $G_2$  (courant de surface possible), soit au fonctionnement de la diode de grille polarisée en direct [VIL00]. Pour tous les résultats présentés dans la suite de ce travail, la fonction de cohérence est calculée trois fois de suite, pour s'assurer de la répétitivité et de la validité de la mesure.

La précision du calcul qui permet de ramener le bruit en entrée sur la sortie des composants est limitée à cause de l'incertitude dans l'extraction de la résistance d'entrée et de la transconductance du HEMT. En effet, l'extraction de ces paramètres est réalisée à partir des points de polarisation du composant lors de la mesure de bruit. Des essais ont été faits pour utiliser les valeurs de transconductance et de résistance d'entrée dynamique extraites à partir des mesures statiques. Cette démarche a été abandonnée en raison des dérives des caractéristiques observées entre les mesures statiques et les mesures de bruit plus longues et au cours desquelles la température interne du composant s'élève.

#### IV.3.2.1 Etude en régime ohmique

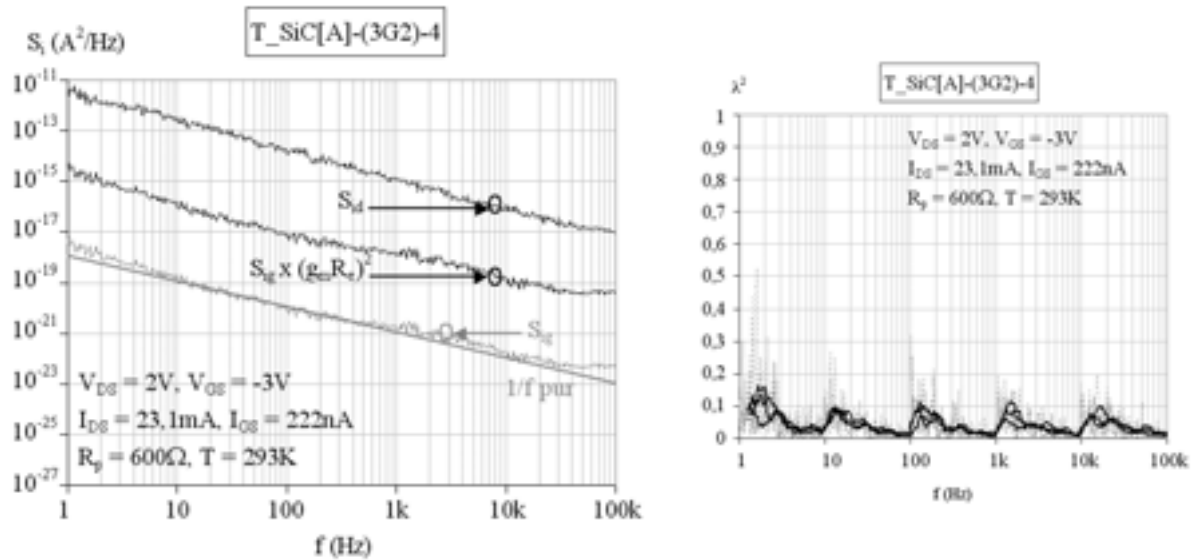
**Faible rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  :** Les figures IV.33 à IV.35 présentent la densité spectrale de bruit en courant de grille  $S_{ig}(f)$ , la même grandeur multipliée par le facteur  $(g_m R_e)^2$ , la densité spectrale de bruit en courant de drain  $S_{id}(f)$ , et la fonction de cohérence  $\lambda^2$  mesurées en régime ohmique, respectivement pour les HEMTs T\_Sap[A]-(3G2)-3, T\_SiC[A]-(3G2)-4 et T\_SiC[B]-(1)-4 :



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

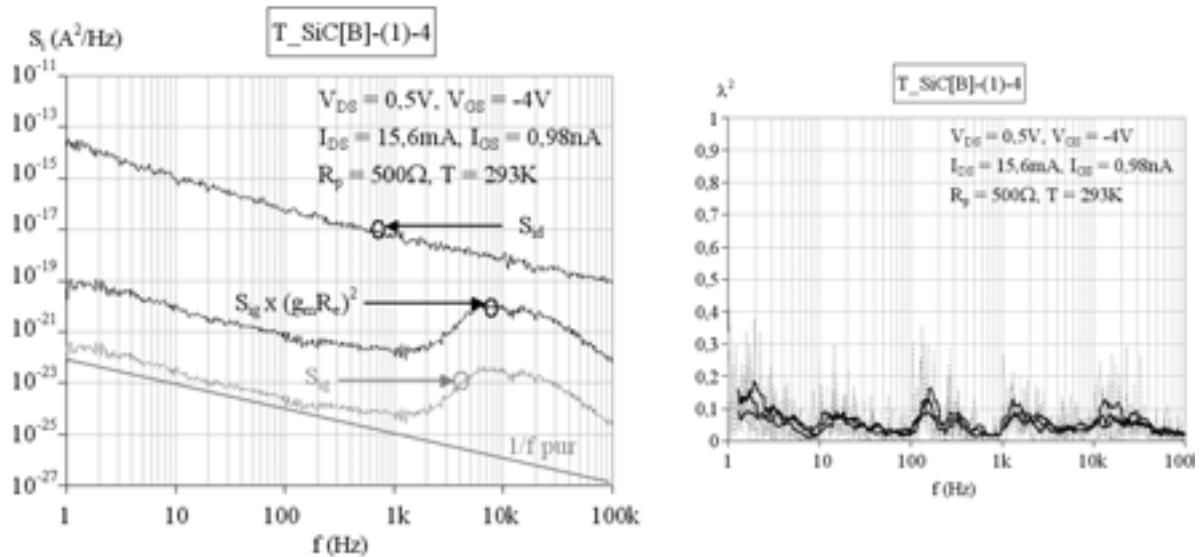
Figure IV.33 : Etude de la corrélation :  $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ ,  $g_m = 3,6 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 1 \times 10^{-7}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.34 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[A]-(3G2)-4$ ,  $g_m = 1,2 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 9,6 \times 10^{-6}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.35 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[B]-(1)-3$ ,  $g_m = 3,9 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 6,3 \times 10^{-8}$

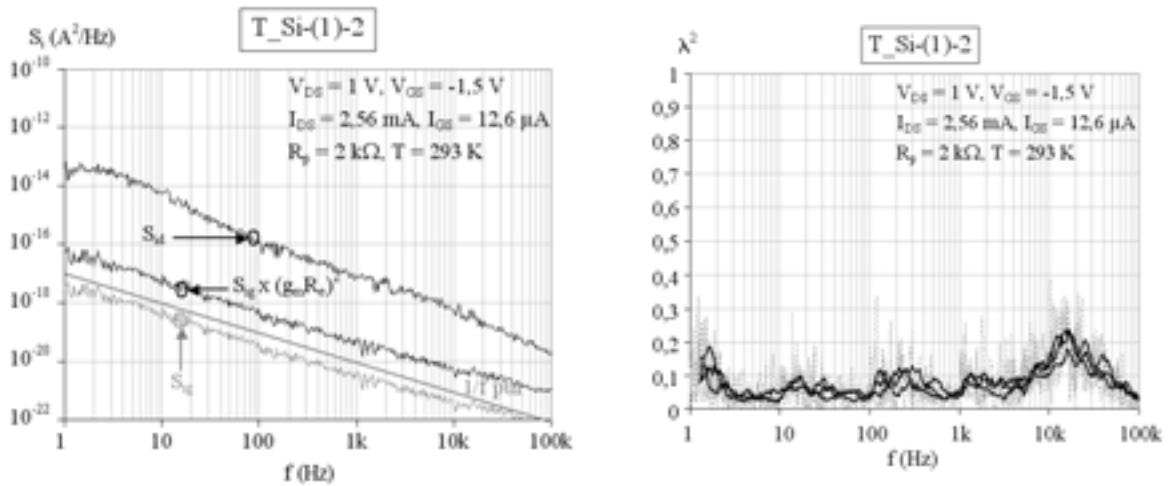
Ces trois composants présentent des courants de fuite de grille faible, ce qui contribue à des valeurs de rapports  $|I_{GS}/I_{DS}|$  faibles, inférieures à  $10^{-5}$ .

La fonction de cohérence de ces composants est proche de 0, ce qui démontre que le bruit en courant de grille et le bruit en courant de drain ne sont pas corrélés. Les fluctuations associées au courant de la grille du transistor n'influencent pas le bruit en courant de drain qui reflète principalement le bruit localisé dans le canal intrinsèque et dans les zones d'accès. Les sources physiques du bruit basses fréquences de grille et de drain sont donc différentes. On peut en conclure que le bruit de grille trouve son origine au voisinage de la jonction Schottky. Tous les composants étudiés, qui, en régime ohmique, présentent des rapports  $|I_{GS}/I_{DS}| < 10^{-5}$ , ont une fonction de cohérence proche de 0.

Cependant, certains composants, qui présentent un fort courant de fuite de grille, et donc un rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevé, montrent des résultats différents.

**Rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevé :** Les figures IV.36 à IV.39 présentent la densité spectrale de bruit en courant de grille  $S_{ig}(f)$ , la même grandeur multipliée par le facteur  $(g_m R_e)^2$ , la densité spectrale de bruit en courant de drain  $S_{id}(f)$ , et la fonction de cohérence  $\lambda^2$  mesurées en régime ohmique, respectivement pour les composants  $T\_Si-(1)-2$ ,  $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ ,  $T\_Sap[B]-(2)$ , et  $T\_SiC[B]-(1)-2$  :

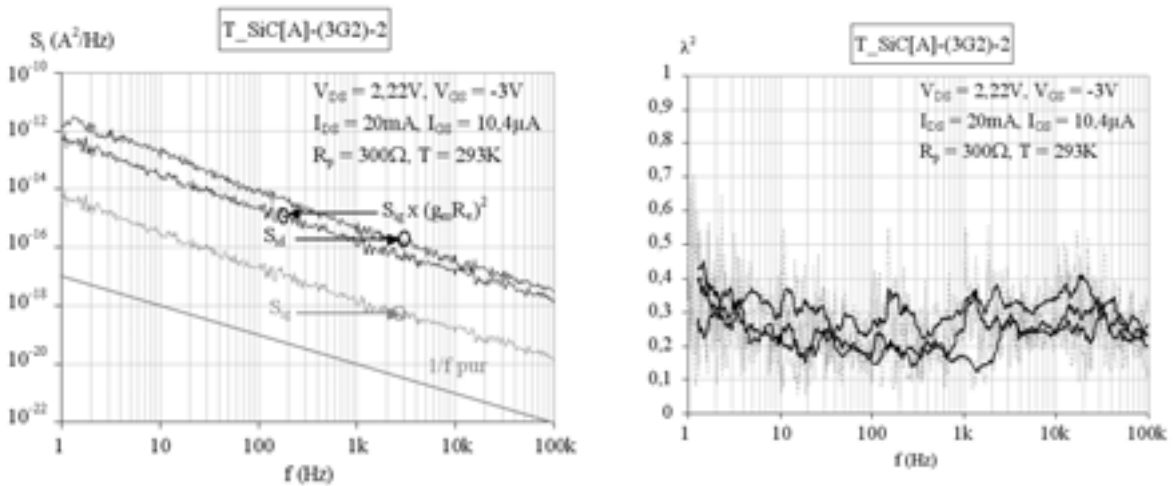




Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

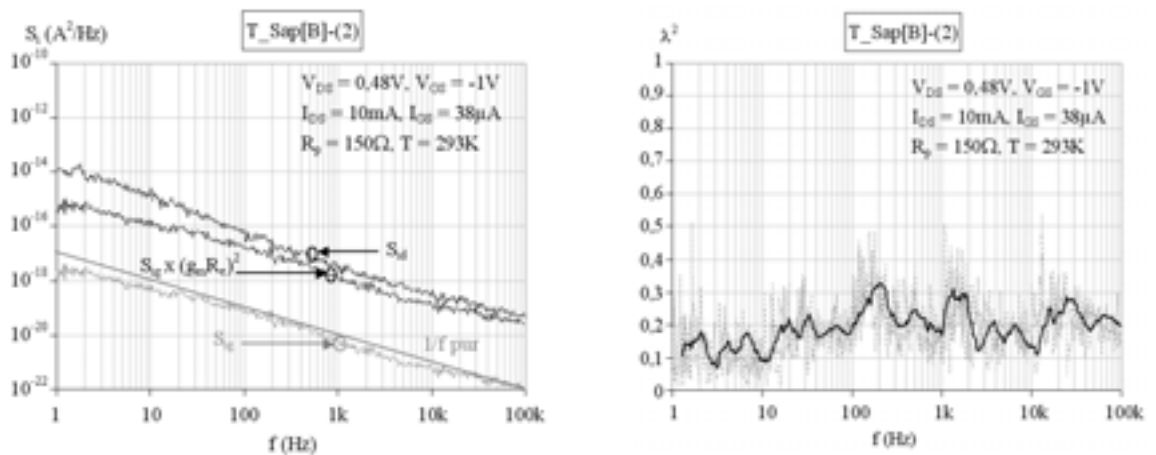
Figure IV.36 : Etude de la corrélation :  $T\_Si(1)-2$ ,  $g_m = 1,7 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 5 \times 10^{-3}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

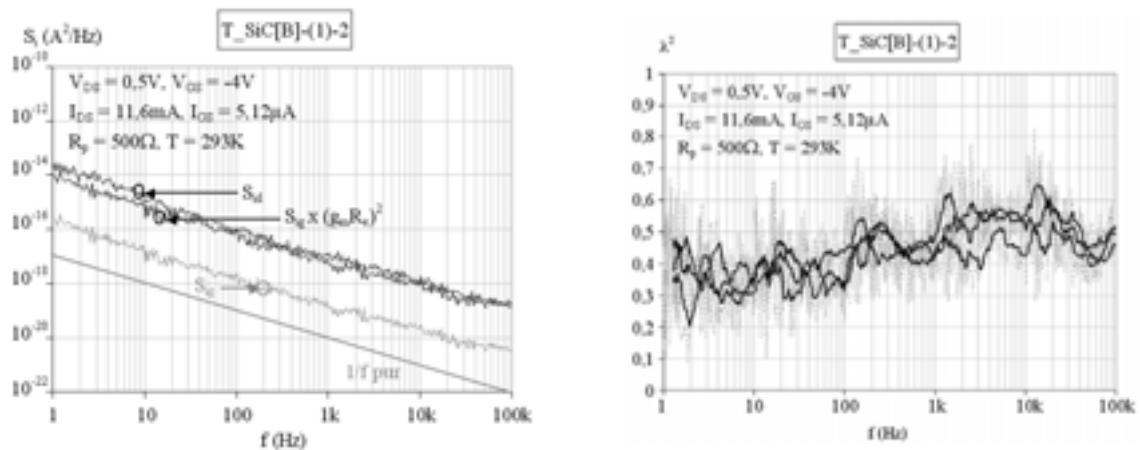
Figure IV.37 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ ,  $g_m = 6,7 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 5,2 \times 10^{-4}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.38 : Etude de la corrélation :  $T\_Sap[B]-(2)$ ,  $g_m = 20 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 2,2 \times 10^{-3}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.39 : Etude de la corrélation : T\_SiC[B]-(1)-2,  $g_m = 2,9 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 4,4 \times 10^{-4}$

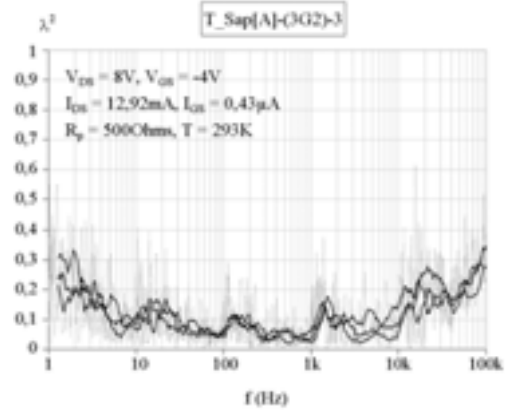
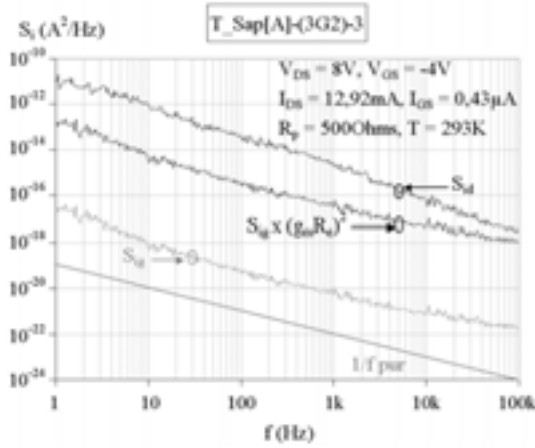
Ces quatre composants présentent un courant de fuite de grille élevé en régime ohmique, ce qui entraîne un rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevé, supérieur à  $10^{-5}$ .

Pour le composant sur substrat silicium, la fonction de cohérence vaut 0, et la contribution calculée des fluctuations du courant de grille sur le bruit en sortie reste un ordre de grandeur en dessous du bruit en courant de drain mesuré.

Pour les trois autres composants, on constate que les fonctions de cohérence sont différentes de 0, ce qui indique que le bruit en courant de grille et le bruit en courant de drain peuvent être partiellement corrélés en régime ohmique. On constate également que la contribution calculée des fluctuations du courant de grille sur le bruit en sortie est du même ordre de grandeur que le bruit en courant de drain mesuré.

### IV.3.2.2 Etude en régime de saturation

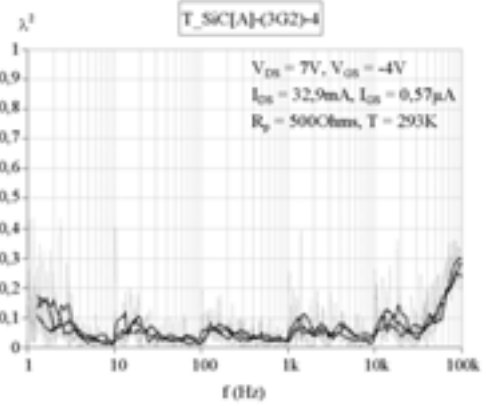
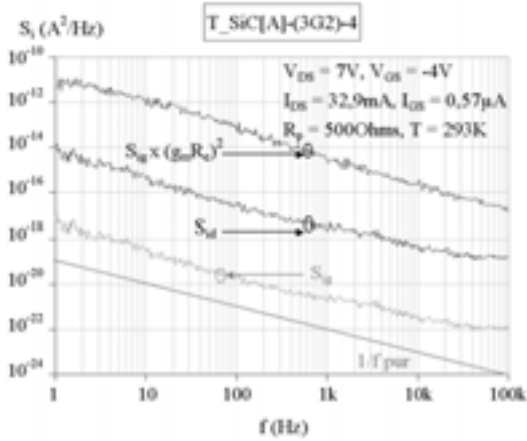
**Faible rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  :** Les figures IV.40 à IV.42 présentent la densité spectrale de bruit en courant de grille  $S_{ig}(f)$ , la même grandeur multipliée par le facteur  $(g_m R_e)^2$ , la densité spectrale de bruit en courant de drain  $S_{id}(f)$ , et la fonction de cohérence  $\lambda^2$  mesurées en régime de saturation, respectivement pour les HEMTs T\_Sap[A]-(3G2)-3, T\_SiC[A]-(3G2)-4 et T\_SiC[B]-(3)-4 :



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

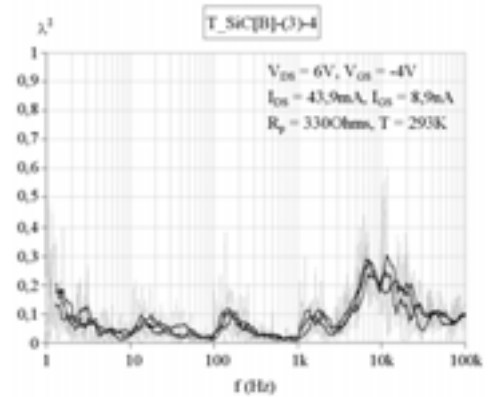
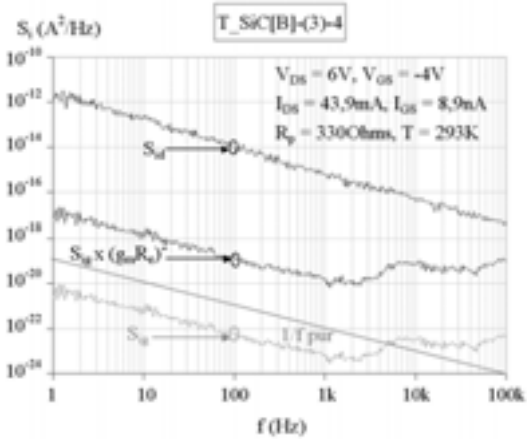
Figure IV.40 : Etude de la corrélation :  $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ ,  $g_m = 3,2 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 3,3 \times 10^{-5}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de Cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.41 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[A]-(3G2)-4$ ,  $g_m = 8 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 1,7 \times 10^{-5}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

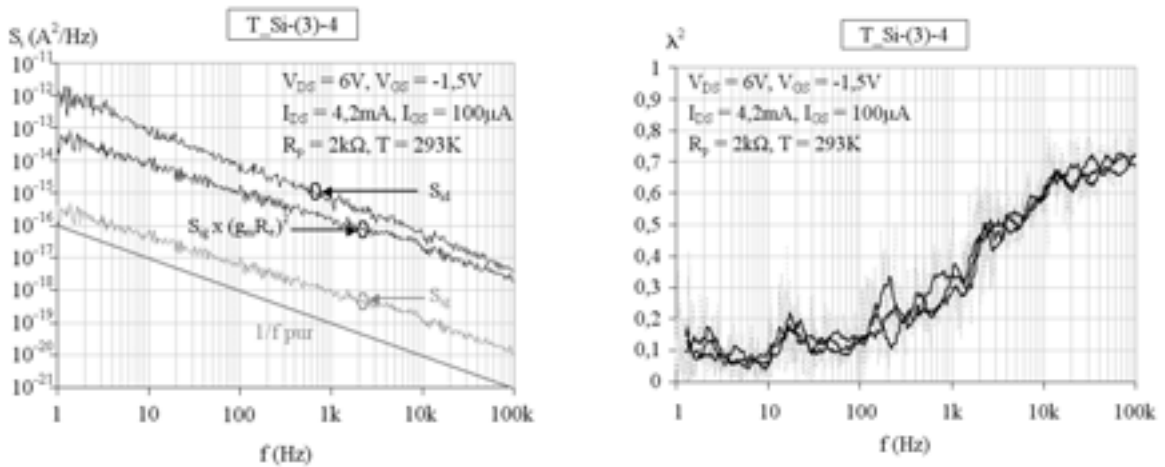
Fonction de Cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.42 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[B]-(3)-4$ ,  $g_m = 11 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 2 \times 10^{-7}$

Les HEMTs qui en régime de saturation présentent un rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  faible ont tous une fonction de cohérence proche de 0. La contribution calculée des fluctuations du courant de grille sur le bruit de sortie est plus faible que le bruit en courant de drain effectivement

mesuré. Comme pour l'étude réalisée en régime ohmique, le bruit en courant de grille et le bruit en courant de drain ne sont donc pas corrélés. Les fluctuations associées au courant de grille du transistor n'influencent pas le bruit en courant de drain qui est induit principalement par les sources de bruit localisées dans le canal intrinsèque et dans les zones d'accès. Les sources physiques du bruit basses fréquences de grille et de drain sont différentes.

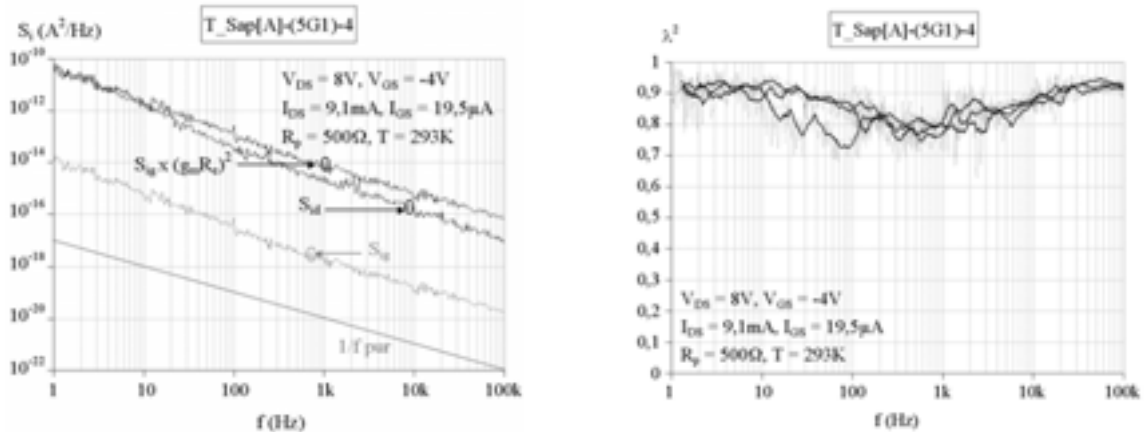
**Rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevé :** Les figures IV.43 à IV.47 présentent la densité spectrale de bruit en courant de grille  $S_{ig}(f)$ , la même grandeur multipliée par le facteur  $(g_m R_e)^2$ , la densité spectrale de bruit en courant de drain  $S_{id}(f)$ , et la fonction de cohérence  $\lambda^2$  mesurées en régime de saturation, respectivement pour les HEMTs T\_Si-(3)-4, T\_Sap[A]-(5G1)-4, T\_SiC[A]-(3G2)-2, T\_Sap[B]-2 et T\_SiC[B]-(1)-2 :



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

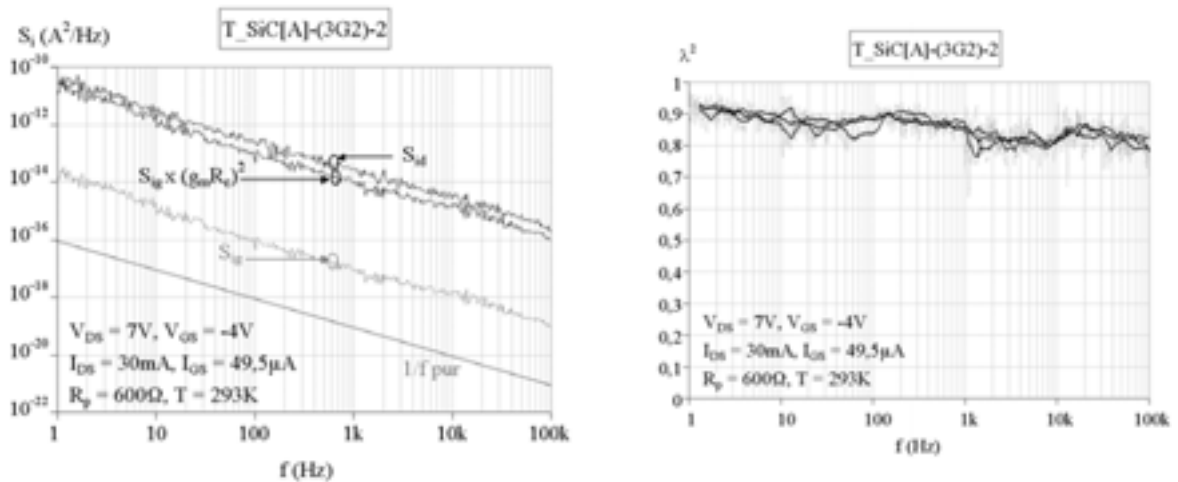
Figure IV.43 : Etude de la corrélation : T\_Si-(3)-4,  $g_m = 2,8 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 2,4 \times 10^{-2}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

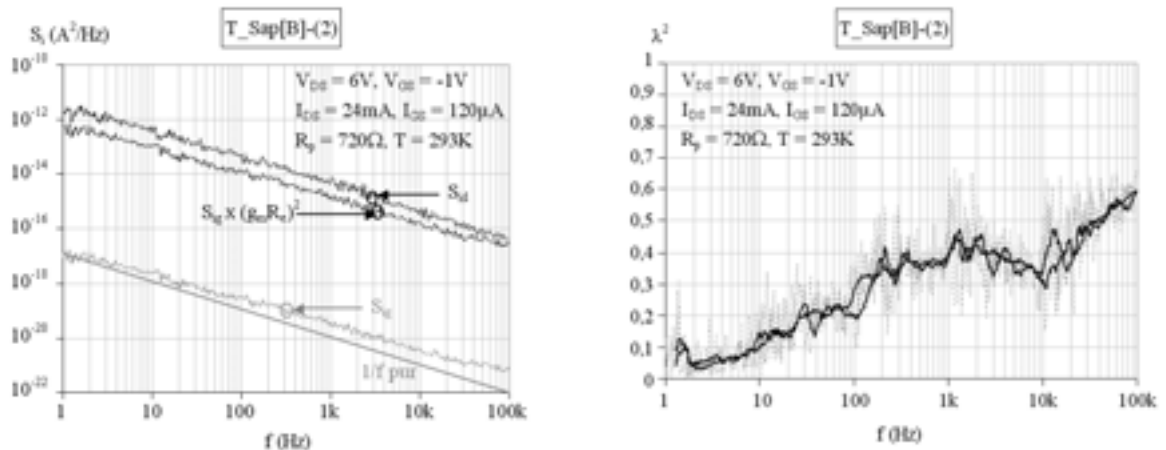
Figure IV.44 : Etude de la corrélation : T\_Sap[A]-(5G1)-4,  $g_m = 2,2 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 2,1 \times 10^{-3}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

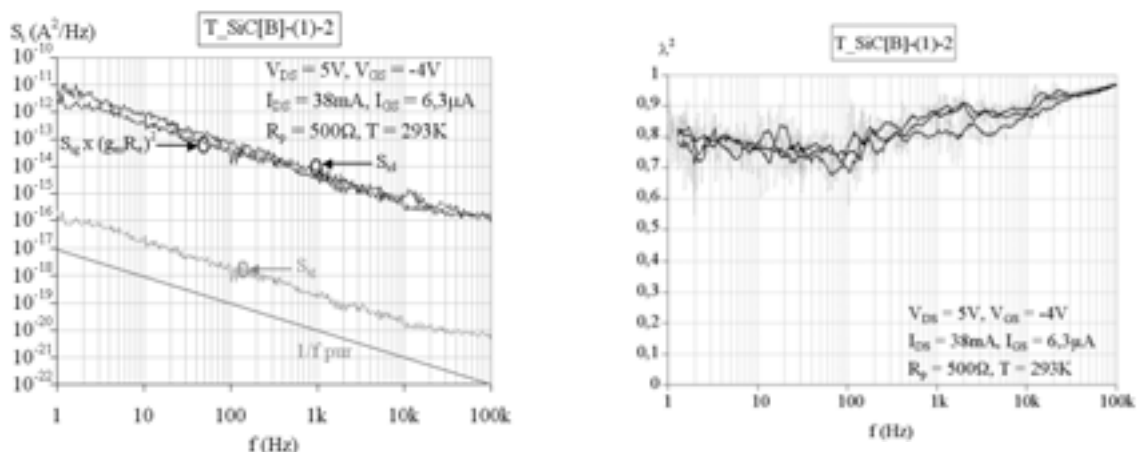
Figure IV.45 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ ,  $g_m = 7,5 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 1,6 \times 10^{-3}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.46 : Etude de la corrélation :  $T\_Sap[B]-(2)$ ,  $g_m = 24 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 5 \times 10^{-3}$



Densité spectrale de bruit en courant :  $S_{ig}$ ,  $S_{ig} \times (g_m R_e)^2$ , et  $S_{id}$

Fonction de cohérence  $\lambda^2(f)$

Figure IV.47 : Etude de la corrélation :  $T\_SiC[B]-(1)-2$ ,  $g_m = 9 \text{ mS}$ ,  $|I_{GS}/I_{DS}| = 1,6 \times 10^{-4}$

Les composants  $T\_Sap[A]-(5G1)-4$ ,  $T\_SiC[A]-(3G2)-2$  et  $T\_SiC[B]-(1)-2$  (figures IV.44, IV.45, IV.47) présentent une corrélation proche de 1. On constate que le bruit en courant de

grille ramené à la sortie est du même ordre de grandeur que le bruit en courant de drain effectivement mesuré. Les fluctuations du courant de grille semblent être à l'origine d'une contribution additionnelle au bruit en sortie du composant.

Les composants T\_Si-(3)-4 et T\_Sap[B]-(2) (figures IV.43 et IV.46), ont un comportement atypique. En effet, on constate que leur fonction de cohérence est proche de 0 pour les plus faibles fréquences, puis augmente avec la fréquence pour atteindre une valeur supérieure à 0,5 lorsque  $f = 100$  kHz. Ceci peut s'expliquer par la différence de forme du spectre de bruit en courant associé à la grille par rapport au spectre de bruit basses fréquences dû aux sources de bruit localisées entre le drain et la source du composant.

### IV.3.3 Synthèse des résultats obtenus sur la corrélation

Dans ce paragraphe, les résultats obtenus sur les composants pour lesquels la fonction de cohérence est supérieure à 0,5 sont mis en évidence (cases grisées).

Le tableau IV.3 présente un résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la **technologie T\_Si**.

HEMTs T_Si	Régime	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>GS</sub> (A)	I <sub>GS</sub> /I <sub>DS</sub>	S <sub>igxf</sub>	S <sub>igxf</sub> x (g <sub>m</sub> R <sub>e</sub> ) <sup>2</sup>	S <sub>idxf</sub>	λ <sup>2</sup>
(1)-2	Ohm.	1	2,6	-1,5	12,6x10 <sup>-6</sup>	5x10 <sup>-3</sup>	3x10 <sup>-18</sup>	8x10 <sup>-17</sup>	2x10 <sup>-14</sup>	0
(2)-5	Ohm.	0,5	0,9	-1,5	0,27x10 <sup>-6</sup>	2,9x10 <sup>-4</sup>	3x10 <sup>-19</sup>	2x10 <sup>-18</sup>	2x10 <sup>-15</sup>	0
(3)-4	Ohm.	0,5	1,6	-1,5	51x10 <sup>-6</sup>	3,2x10 <sup>-2</sup>	5x10 <sup>-17</sup>	8x10 <sup>-16</sup>	6x10 <sup>-15</sup>	0,1-0,3*
(1)-2	Sat.	6	4,3	-1,5	67x10 <sup>-6</sup>	<b>1,6x10<sup>-2</sup></b>	2x10 <sup>-16</sup>	1x10 <sup>-13</sup>	8x10 <sup>-13</sup>	<b>0,2-0,6*</b>
(2)-4	Sat.	6	2,1	-1,5	2,9x10 <sup>-6</sup>	1,4x10 <sup>-3</sup>	2x10 <sup>-17</sup>	3x10 <sup>-16</sup>	2x10 <sup>-13</sup>	0
(3)-4	Sat.	6	4,2	-1,5	100x10 <sup>-6</sup>	<b>2,4x10<sup>-2</sup></b>	3x10 <sup>-16</sup>	8x10 <sup>-14</sup>	1x10 <sup>-12</sup>	<b>0,1-0,7*</b>

\* : Evolution de λ<sup>2</sup> de f = 1Hz à 100kHz

Tableau IV.3 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la **technologie T\_Si**

Les composants de cette technologie présentent des valeurs de courant de drain faibles, associées à des valeurs de courant de fuite élevées, ce qui conduit à des rapports |I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>| élevés, en régime ohmique comme en régime de saturation. La contribution calculée des fluctuations du courant de grille est généralement plus faible que le bruit en courant de drain effectivement mesuré. En régime ohmique, la fonction de cohérence vaut 0, sauf pour le composant T\_Si-(3)-4, pour lequel elle est comprise entre 0,1 et 0,3. En régime de saturation, la fonction de cohérence est supérieure à 0,5 pour les composants T\_Si-(1)-2 et T\_Si-(3)-4. Pour cette technologie, on constate que malgré des rapports |I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>| élevés, la fonction de cohérence peut être proche de 0. Ce résultat peut être attribué à la faible valeur de transconductance des transistors en question.

Le tableau IV.4 présente un résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la **technologie T\_Sap[B]**.

HEMTs T_Sap[B]	Régime	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>GS</sub> (A)	I <sub>GS</sub> /I <sub>DS</sub>	S <sub>igxf</sub>	S <sub>igxf</sub> x (g <sub>m</sub> R <sub>e</sub> ) <sup>2</sup>	S <sub>idxf</sub>	λ <sup>2</sup>
(1)	Ohm.	0,84	20	-1	54x10 <sup>-6</sup>	2,7x10 <sup>-3</sup>	3x10 <sup>-16</sup>	6,10 <sup>-13</sup>	1x10 <sup>-12</sup>	0,3
(2)	Ohm.	0,48	10	-1	38x10 <sup>-6</sup>	2,2x10 <sup>-3</sup>	2x10 <sup>-18</sup>	6x10 <sup>-16</sup>	1x10 <sup>-14</sup>	0,15
(2)	Ohm.	1,1	20	-1	45x10 <sup>-6</sup>	3,8x10 <sup>-3</sup>	8x10 <sup>-18</sup>	7x10 <sup>-15</sup>	2x10 <sup>-13</sup>	0,1-0,4*
(1)	Sat.	5	21	-1	90x10 <sup>-6</sup>	4x10 <sup>-3</sup>	1x10 <sup>-15</sup>	2x10 <sup>-12</sup>	2x10 <sup>-11</sup>	0,2
(2)	Sat.	6	24,3	-1	121x10 <sup>-6</sup>	<b>4,9x10<sup>-3</sup></b>	1x10 <sup>-17</sup>	8x10 <sup>-13</sup>	2x10 <sup>-12</sup>	<b>0,1-0,6*</b>

\* : Evolution de λ<sup>2</sup> de f = 1Hz à 100kHz

Tableau IV.4 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la **technologie T\_Sap[B]**

Les deux composants de la technologie T\_Sap[B] présentent une forte valeur du courant de fuite de grille, aussi bien en régime ohmique qu'en régime de saturation, qui conduit à des rapports |I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>| élevés. La contribution calculée des fluctuations du courant de grille est plus faible que le bruit en courant de drain effectivement mesuré. Seul le composant T\_Sap[B]-2, en régime de saturation, présente une fonction de cohérence supérieure à 0,5.

Les tableaux IV.5, IV.6 et IV.7 présentent un résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants des **technologie T\_Sap[A], T\_SiC[A] et T\_SiC[B]**.

HEMTs T_Sap[A]	Régime	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>GS</sub> (A)	I <sub>GS</sub> /I <sub>DS</sub>	S <sub>igxf</sub>	S <sub>igxf</sub> x (g <sub>m</sub> R <sub>e</sub> ) <sup>2</sup>	S <sub>idxf</sub>	λ <sup>2</sup>
(3G2)-1	Ohm.	0,5	3,7	-2	0,7x10 <sup>-9</sup>	1,8x10 <sup>-7</sup>	4x10 <sup>-25</sup>	8x10 <sup>-24</sup>	5x10 <sup>-16</sup>	0
(3G2)-3	Ohm.	0,5	7,25	-2	0,7x10 <sup>-9</sup>	9,6x10 <sup>-8</sup>	8x10 <sup>-24</sup>	1x10 <sup>-22</sup>	6x10 <sup>-16</sup>	0
(5G1)-4	Ohm.	0,5	6,3	-2	12x10 <sup>-9</sup>	1,9x10 <sup>-6</sup>	2x10 <sup>-20</sup>	1x10 <sup>-18</sup>	4x10 <sup>-16</sup>	0
(OPT2)-2	Ohm.	0,5	3,9	-2	1,5x10 <sup>-9</sup>	3,8x10 <sup>-7</sup>	3x10 <sup>-20</sup>	8x10 <sup>-19</sup>	4x10 <sup>-16</sup>	0
(OPT2)-3	Ohm.	0,5	4,2	-2	1x10 <sup>-9</sup>	2,4x10 <sup>-7</sup>	8x10 <sup>-24</sup>	3x10 <sup>-22</sup>	3x10 <sup>-16</sup>	0
(3G2)-1	Sat.	6	17	-4	26x10 <sup>-9</sup>	1,5x10 <sup>-6</sup>	1x10 <sup>-21</sup>	8x10 <sup>-18</sup>	1x10 <sup>-11</sup>	0
(3G2)-3	Sat.	8	12,9	-4	0,43x10 <sup>-6</sup>	3,3x10 <sup>-5</sup>	5x10 <sup>-17</sup>	1x10 <sup>-15</sup>	1x10 <sup>-11</sup>	0,1
(5G1)-4	Sat.	8	9,1	-4	19,5x10 <sup>-6</sup>	<b>2,1x10<sup>-3</sup></b>	1x10 <sup>-14</sup>	7x10 <sup>-11</sup>	7x10 <sup>-11</sup>	<b>0,9</b>
(OPT2)-2	Sat.	7	8,5	-3	0,35x10 <sup>-6</sup>	4,1x10 <sup>-5</sup>	2x10 <sup>-19</sup>	2x10 <sup>-16</sup>	3x10 <sup>-12</sup>	0
(OPT2)-3	Sat.	7	8,2	-3	3,4x10 <sup>-9</sup>	4,1x10 <sup>-7</sup>	1x10 <sup>-20</sup>	1x10 <sup>-17</sup>	1x10 <sup>-12</sup>	0

\* : Evolution de λ<sup>2</sup> de f = 1Hz à 100kHz

Tableau IV.5 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la **technologie T\_Sap[A]**

HEMTs T_SiC[A]	Régime	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>GS</sub> (A)	I <sub>GS</sub> /I <sub>DS</sub>	S <sub>igxf</sub>	S <sub>igxf</sub> x (g <sub>m</sub> R <sub>c</sub> ) <sup>2</sup>	S <sub>idxf</sub>	λ <sup>2</sup>
(3G2)-2	Ohm.	2,2	20	-3	10,4x10 <sup>-6</sup>	5,2x10 <sup>-4</sup>	8x10 <sup>-15</sup>	8x10 <sup>-13</sup>	2x10 <sup>-12</sup>	0,25
(3G2)-4	Ohm.	2	23,1	-3	0,22x10 <sup>-6</sup>	4,7x10 <sup>-6</sup>	4x10 <sup>-18</sup>	3x10 <sup>-15</sup>	5x10 <sup>-12</sup>	0
(5G1)-2	Ohm.	1	8,8	-4	4,5x10 <sup>-9</sup>	5,5x10 <sup>-7</sup>	1x10 <sup>-21</sup>	1x10 <sup>-19</sup>	2x10 <sup>-13</sup>	0
(OPT2)-2	Ohm.	2	10,6	-1	16,4x10 <sup>-9</sup>	1,5x10 <sup>-6</sup>	2x10 <sup>-20</sup>	3x10 <sup>-18</sup>	5x10 <sup>-13</sup>	0
(OPT2)-4	Ohm.	2	13	-1	1x10 <sup>-9</sup>	7,7x10 <sup>-8</sup>	3x10 <sup>-22</sup>	1x10 <sup>-19</sup>	4x10 <sup>-13</sup>	0
(3G2)-2	Sat.	7	30	-4	49,5x10 <sup>-6</sup>	<b>1,6x10<sup>-3</sup></b>	2x10 <sup>-14</sup>	2x10 <sup>-11</sup>	3x10 <sup>-11</sup>	<b>0,9</b>
(3G2)-4	Sat.	7	33	-4	0,57x10 <sup>-6</sup>	1,7x10 <sup>-5</sup>	5x10 <sup>-18</sup>	1x10 <sup>-14</sup>	1x10 <sup>-11</sup>	0
(5G1)-2	Sat.	7	28	-4	0,67x10 <sup>-6</sup>	<b>2,4x10<sup>-5</sup></b>	1x10 <sup>-17</sup>	8x10 <sup>-14</sup>	1x10 <sup>-11</sup>	<b>0-0,6*</b>
(OPT2)-2	Sat.	6	10	-3	30x10 <sup>-9</sup>	3x10 <sup>-6</sup>	3x10 <sup>-20</sup>	2x10 <sup>-17</sup>	4x10 <sup>-12</sup>	0
(OPT2)-4	Sat.	7	11	-3	1,1x10 <sup>-9</sup>	1x10 <sup>-7</sup>	1x10 <sup>-21</sup>	4x10 <sup>-19</sup>	5x10 <sup>-12</sup>	0

\* : Evolution de λ<sup>2</sup> de f = 1Hz à 100kHz

Tableau IV.6 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la technologie T\_SiC[A]

HEMTs T_SiC[B]	Régime	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DS</sub> (mA)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>GS</sub> (A)	I <sub>GS</sub> /I <sub>DS</sub>	S <sub>igxf</sub>	S <sub>igxf</sub> x (g <sub>m</sub> R <sub>c</sub> ) <sup>2</sup>	S <sub>idxf</sub>	λ <sup>2</sup>
(1)-2	Ohm.	0,5	11,6	-4	5,1x10 <sup>-6</sup>	4,4x10 <sup>-4</sup>	1x10 <sup>-16</sup>	1,5x10 <sup>-14</sup>	1,5x10 <sup>-14</sup>	0,4-0,5*
(1)-4	Ohm	0,5	15,6	-4	1x10 <sup>-9</sup>	6,3x10 <sup>-8</sup>	2x10 <sup>-22</sup>	1x10 <sup>-19</sup>	2x10 <sup>-14</sup>	0
(2)-4	Ohm	0,5	13,7	-4	0,59x10 <sup>-6</sup>	4,3x10 <sup>-5</sup>	2x10 <sup>-17</sup>	4x10 <sup>-15</sup>	1x10 <sup>-13</sup>	0
(3)-4	Ohm	0,5	12,2	-4	1x10 <sup>-9</sup>	8,2x10 <sup>-8</sup>	1x10 <sup>-22</sup>	2x10 <sup>-20</sup>	4x10 <sup>-15</sup>	0
(1)-2	Sat.	5	38	-4	6,3x10 <sup>-6</sup>	<b>1,7x10<sup>-4</sup></b>	2x10 <sup>-16</sup>	5x10 <sup>-12</sup>	7x10 <sup>-12</sup>	<b>0,8-09*</b>
(1)-4	Sat.	7	28,7	-5	0,46x10 <sup>-6</sup>	1,6x10 <sup>-5</sup>	1x10 <sup>-16</sup>	2x10 <sup>-12</sup>	1x10 <sup>-11</sup>	0,5-0
(2)-4	Sat.	6	45,4	-4	5x10 <sup>-6</sup>	1,1x10 <sup>-4</sup>	2x10 <sup>-16</sup>	1,5x10 <sup>-12</sup>	6x10 <sup>-11</sup>	0,1
(3)-4	Sat.	6	44	-4	8,9x10 <sup>-9</sup>	2x10 <sup>-7</sup>	8x10 <sup>-21</sup>	1x10 <sup>-17</sup>	1,5x10 <sup>-12</sup>	0

\* : Evolution de λ<sup>2</sup> de f = 1Hz à 100kHz

Tableau IV.7 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la technologie T\_SiC[B]

Pour ces trois technologies, la valeur du rapport |I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>| est généralement plus faible que 10<sup>-4</sup>, aussi bien pour les mesures réalisées en régime ohmique qu'en régime de saturation. La fonction de cohérence est le plus souvent proche de 0. La contribution calculée des fluctuations du courant de grille sur le bruit de sortie est plus élevée en régime de saturation qu'en régime ohmique. Cela est dû aux plus fortes valeurs du courant de grille et de la transconductance des composants en régime de saturation. Finalement, la contribution du bruit d'entrée sur le bruit de sortie est négligeable, comme attendu.

Par contre, les HEMTs T\_Sap[A]-(5G1)-4 (|I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>|=2,1x10<sup>-3</sup>), T\_SiC[A]-(3G2)-2 (|I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>|=1,6x10<sup>-3</sup>) et T\_SiC[B]-(1)-2 (|I<sub>GS</sub>/I<sub>DS</sub>|=1,7x10<sup>-4</sup>), mesurés en régime de saturation, présentent une fonction de cohérence proche de 1, ce qui indique que les sources de bruit associées au drain et à la grille sont corrélées. L'augmentation du niveau de bruit en courant de drain de ces composants par rapport à leurs homologues mesurés à un point de polarisation identique est donc due aux fluctuations du courant de grille qui, ramenées en sortie, masquent le bruit originaire du canal et des régions d'accès du composant.



Enfin, on constate que pour les composants T\_SiC[A]-(5G1)-2, T\_SiC[B]-(1)-2 et T\_SiC[B]-(1)-4, la valeur de la fonction de cohérence évolue en fonction de la fréquence de la mesure. Le bruit en courant de grille et le bruit en courant de drain sont partiellement corrélés, ce qui indique qu'une partie du spectre de bruit basses fréquences du drain est dû aux sources de bruit localisées entre le drain et la source, tandis qu'une autre partie de ces mêmes spectres reflète la contribution du bruit de la grille.

#### IV.4 Conclusion

A travers l'étude du bruit basses fréquences en courant de grille, nous avons constaté que les spectres de bruit étaient le plus souvent constitués d'une seule composante en  $1/f$ . Cependant, dans certains cas, une ou plusieurs composantes de bruit de  $g-r$  peuvent apparaître. Dans tous les cas, jamais le bruit de grenaille théorique n'a été observé pour les fréquences inférieures à 100 kHz.

Nous avons vu à travers l'étude portant sur la technologie T\_SiC[B], que lorsque le transistor est monté en diode et que le contact Schottky est polarisé en direct, l'évolution du bruit basses fréquences en courant de grille suit l'évolution prévue par le modèle de MEVA, ce qui permet d'attribuer le bruit de grille aux fluctuations de la barrière de potentiel du contact Schottky.

Lorsque le transistor est monté en diode, et que le contact Schottky est polarisé en inverse, le bruit en courant de grille est proportionnel au carré du courant de grille, pour toutes les technologies étudiées. Ainsi, le niveau de bruit en courant de grille est d'autant plus élevé que le courant de fuite du contact Schottky est élevé.

La technologie T\_SiC[B] a montré les meilleures performances en bruit basses fréquences en courant de grille, confirmant la très bonne qualité des contacts Schottky de cette technologie déjà révélée lors des mesures statiques présentées au deuxième chapitre.

En ce qui concerne les mesures de corrélation, nous avons vu qu'un composant, qui dans un certain régime de fonctionnement présente une valeur de courant de fuite élevée associée à une valeur de transconductance élevée, peut présenter une corrélation entre le bruit de grille et le bruit de drain ; dans ce cas, la contribution du bruit du canal et des résistances parasites sur le bruit mesuré en sortie du composant est masquée par le bruit de la grille qui se retrouve amplifié sur la sortie du composant.

Pour les composants de la technologie T\_Si, on constate en régime ohmique que malgré des rapports  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevés, la fonction de cohérence peut être proche de 0. En régime de saturation, malgré un rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  toujours élevé, la fonction de cohérence prend des valeurs intermédiaires entre 0 et 1, sans jamais atteindre 1. Ce résultat peut être attribué à la faible valeur de transconductance de ces transistors.

Pour les deux composants de la technologie T\_Sap[B], qui présentent une forte valeur du courant de fuite de grille, aussi bien en régime ohmique qu'en régime de saturation, la fonction de cohérence présente des valeurs intermédiaires entre 0 et 1, ce qui semble indiquer que les sources de bruit sont partiellement corrélées.

Pour les composants des technologies T\_Sap[A], T\_SiC[A] et T\_SiC[B], présentant des valeurs du rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  plus faibles que  $10^{-5}$ , les sources de bruit basses fréquences en entrée et en sortie sont totalement dé-corrélées, aussi bien en régime ohmique qu'en régime de saturation. La contribution des fluctuations du courant de grille sur le bruit en sortie est négligeable, et le bruit de sortie reflète uniquement les fluctuations de la mobilité et du nombre de porteurs dans le canal intrinsèque et les régions d'accès. Pour les composants à fort courant de fuite de grille, qui présentent donc un rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevé, supérieur à  $10^{-5}$ , les sources de bruit basses fréquences en entrée et en sortie sont partiellement ou totalement corrélées. Dans ce cas, il est démontré que le bruit en sortie reflète principalement la contribution des fluctuations du courant de la grille tandis que le bruit intrinsèque du canal est plus faible que le bruit basses fréquences mesuré en sortie  $S_{id}$ .

Ces résultats montrent l'importance de la connaissance du niveau du bruit basses fréquences de la grille lors des mesures du bruit basses fréquences du drain, puisque le bruit en entrée ramené sur la sortie du composant peut masquer le bruit originaire des sources de bruit localisées entre source et drain. Pour limiter les effets du bruit en entrée sur le bruit en sortie, il paraît judicieux de minimiser la résistance d'entrée équivalente du montage.

Enfin, le niveau de courant de fuite des composants apparaît comme un facteur clé pour les performances obtenues sur le bruit basses fréquences mesuré sur le drain.

## IV.5 Références du chapitre IV

- [HSU71] : **Flicker noise in metal semiconductor Schottky barrier diodes due to multistep tunneling processes.** S. T. Hsu, *IEEE Transactions On Electron Devices*, Vol.18, No.10, pp. 882-887, Octobre 1971.
- [KLE79] : **Low frequency noise in Schottky barrier diodes.** T. M. G. Kleinpenning, *Solid States Electronics*, Vol.22, No. 2, pp 121-128, 1979.
- [LAM01] : **Low Frequency Gate Noise in a Diode-Connected MESFET: Measurements and Modeling.** B. Lambert, N. Malbert, F. Verdier, N. Labat, A Touboul, L. K. J. Vandamme. *IEEE TED*, 2001.
- [LUO88] : **Theory and experiments of 1/f noise in Schottky barrier diodes operating in the thermionic-emission mode.** M. Y. Luo, G. Bosman, A. Van Der Ziel, and L. L. Hench. *IEEE Transactions on Electrons Devices*, Vol.35, No.8, pp. 1351-1356, Août 88.
- [LYO02] : **Métrologie et Modélisation du Bruit Basse fréquence dans les transistors à effets de champ : Application à la CAO des sources dans les systèmes de communication.** A. Lyoubi, thèse présentée à l'Université de Limoges, Novembre 2002.
- [MAL04] : **Bias dependence of LF drain and gate noise in GaN HEMT's.** N. Malbert, N. Labat, A. Curutchet, F. Verdier, A. Touboul. *Papier invité à SPIE Fluctuation and Noise Conference, Las Palmas, Gran Canaria, May 2004.*
- [MEV97] : **Low temperature MBE grown AlInAs : investigation of current voltage and low frequency noise behavior of Schottky diodes.** C. Meva'a, X. Letartre, P. Rojo-Romeo, and P. Viktorovitch. *Solid. States Electronics*, Vol. 41, No. 6, pp. 857-864, 1997.
- [VIL00] : **Caractérisation et Modélisation Basse fréquence de transistors PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs : Bruits du Canal, de la Grille et Corrélation.** J. C. Vildeuil, thèse présentée à l'Université Montpellier II. Juillet 2000.
- [RUM00] : **Low-Frequency noise in AlGa/GaN HFET on SiC and Sapphire substrates.** S. Rumyantsev, M. E. Levinshtein, R. Gaska, M. S. Shur, J.W. Yang, M. A. Khan. *Journal of Applied Physics*, Vol 87, No 4, pp. 1849-1854, Février 2000.





Conclusion générale



---

## Conclusion générale

La technologie HEMT à base de GaN semble être en mesure de devenir incontournable dans les nouvelles application micro-ondes. Grâce aux propriétés du GaN telles que les polarisations spontanée et piézoélectrique, un champ de claquage et une température de fusion élevés, ces transistors présentent des performances impressionnantes, avec une densité de puissance supérieure à 30 W/mm à 8 GHz, et de très bonnes aptitudes à fonctionner en environnements sévères (haute température, radiations ionisantes). L'emploi de ces composants permet d'envisager une simplification et une miniaturisation des circuits dans lesquels ils sont utilisés. L'obstacle majeur auquel est confronté la filière GaN est que ce matériau est très difficilement synthétisable, d'où la difficulté à réaliser des substrats en GaN. Le dopage de type P est également très difficile à contrôler dans les matériaux de la famille du nitrure de gallium.

Nous avons pendant ces travaux réalisé l'étude du bruit basses fréquences de cinq technologies de HEMTs basées sur le nitrure de gallium. Quatre technologies présentent une structure sans couche espaceur : la première est réalisée par MOVPE sur substrat silicium (technologie T\_Si), les deuxième et troisième par MOVPE avec une structure épitaxiale identique mais sur deux substrats différents, respectivement SiC et le saphir (technologie T\_SiC[A] et T\_Sap[A]), et la quatrième est réalisée par MBE sur substrat saphir (technologie T\_Sap[B]). La cinquième technologie, réalisée avec couche espaceur en AlN pour optimiser les propriétés de conduction dans le canal 2DEG, est réalisée par MOVPE sur substrat SiC (technologie T\_SiC[B]).

En ce qui concerne la technologie T\_Si, ses performances statiques se sont vues considérablement dégradées suite à la mise en boîtier des puces. Les deux technologies sur substrat saphir sont pénalisées par la mauvaise conductivité thermique de ce substrat, ce qui se traduit par une chute du courant de drain aux fortes valeurs de  $V_{DS}$ . Les performances de la technologie T\_SiC[A] sont limitées par une résistance de contact ohmique élevée. Finalement, c'est la technologie T\_SiC[B] avec couche espaceur qui s'est montrée la plus performante, avec une densité de puissance de 6 W/mm. Les caractéristiques de sortie des HEMTs de la technologie T\_Sap[A] présentent un effet de coude très marqué à température ambiante, traduisant l'activité de pièges dans les HEMTs de cette technologie. Les caractéristiques de cette technologie se sont également montrées très sensibles au sens de variation de  $V_{GS}$ , ce qui est un problème récurrent de la filière HEMT basée sur GaN.

Ce travail est consacré principalement à l'étude du bruit basses fréquences, qui est d'une part un outil très sensible à la qualité cristallographique et aux propriétés de conduction électrique de l'échantillon, et qui est d'autre part un facteur limitatif qui se répercute sur le bruit de phase des oscillateurs dans lesquels les transistors sont intégrés.

Dans un premier temps, nous nous intéressons au bruit basses fréquences en courant de drain, c'est à dire au bruit en sortie des composants.

En régime ohmique à  $V_{GS} = 0V$ , le bruit BF en courant de drain est proportionnel au carré du courant de drain, validant le modèle empirique de Hooge. L'extraction du paramètre de Hooge a montré la supériorité des deux technologies basées sur substrat saphir, avec pour les meilleurs composants des valeurs du paramètre de Hooge  $\alpha_H$  de l'ordre de  $1 \text{ à } 2 \times 10^{-4}$ .

Toujours en régime ohmique à  $V_{GS} = 0V$ , le bruit BF en courant de drain mesuré en fonction de la température a permis d'extraire les énergies d'activation de pièges présents dans nos composants. Citons le piège caractérisé par une énergie d'activation de 0,199 eV pour la technologie T\_SiC[B], et le piège caractérisé par une énergie d'activation de 0,402 eV pour la technologie T\_Sap[A]. La recherche de la section de capture des pièges nous permet de localiser ces derniers dans la couche barrière AlGaIn, et non dans le canal 2DEG.

Pour localiser et modéliser les sources de bruit responsables du bruit en courant de drain, nous avons développé un modèle empirique réalisé à partir des mesures statiques. Nous cherchons à extraire la mobilité des porteurs de charge dans les différentes zones du composant. L'utilisation de ces paramètres permet de créer une abaque, utile pour modéliser l'évolution du bruit basses fréquences en fonction de la polarisation du composant. En régime de saturation, régime normal dans lequel est polarisé le composant dans les circuits électroniques, lorsque  $V_{GS} < 0V$ , la source de bruit prédominante est localisée dans le canal sous la grille. La précision du modèle reste limitée à cause des nombreuses hypothèses nécessaires à son élaboration. L'étape suivante pourrait donc être l'utilisation d'un outil de simulation physique adapté aux HEMTs sur GaN, permettant d'extraire les propriétés de conduction des différentes zones du HEMT en fonction de la polarisation de ce dernier.

Nous nous sommes dans la suite de ce travail intéressés au bruit en entrée des HEMTs, et plus précisément au bruit en courant de grille.

A  $V_{DS} = 0V$ , nous avons étudié le bruit du contact Schottky lorsque ce dernier est polarisé en direct. L'analyse des résultats nous permet de valider le modèle de C. MEVA, qui attribue le bruit BF des contacts Schottky aux fluctuations de la hauteur de la barrière de potentiel.

En ce qui concerne l'étude du bruit BF en courant de la grille en fonction de la polarisation du composant, il s'est avéré que  $S_{ig}(f)$  était proportionnel au carré du courant de fuite  $I_{GS}$  à  $V_{DS}$  fixée. En d'autres termes, un contact Schottky de bonne qualité, présentant un courant de fuite faible, donnera les meilleures performances en bruit. Nous pouvons donc nous attendre à une dégradation des performances en bruit si le courant de fuite augmente, par exemple au cours du vieillissement du composant.

Au cours de ces travaux, certains composants ont montré des comportements atypiques en ce qui concerne l'évolution du bruit en courant de drain en fonction de la polarisation. Ces composants présentaient la particularité d'avoir un courant de fuite de grille élevé. Nous avons donc réalisé des mesures de corrélation entre le bruit en entrée et le bruit en sortie des



composants. Il est apparu que pour les HEMTs à fort  $I_{GS}$ , et donc à rapport  $|I_{GS}/I_{DS}|$  élevé ( $>10^{-5}$ ), la contribution du bruit en entrée ramené sur la sortie pouvait être supérieure à la contribution du bruit du canal (ou des zones d'accès), masquant ainsi cette dernière.

Cette étude nous a montré qu'il était indispensable de déterminer le bruit en entrée des composants avant d'étudier le bruit en sortie, surtout dans le cas de composants qui présentent une valeur de courant de fuite élevée, et donc un bruit BF en courant de grille élevé.

Finalement, les HEMTs à base de nitrure de gallium, qui n'en sont qu'au stade du développement, présentent des performances en bruit basses fréquences à la hauteur d'autres filières bien plus matures, comme les HEMTs basés sur GaAs.



## Liste des symboles

$a$ :	Constante du réseau de la couche GaN (wurtzite)
$a_0$ :	Constante du réseau de la couche AlGaN
$a_b$ :	Epaisseur de la couche AlN
$a_1$ :	Epaisseur de la couche AlGaN
$a_2$ :	Epaisseur de la couche GaN
$a_{in}$ :	Epaisseur de la couche de passivation
$A^*$ :	Constante de Richardson
$A$ :	Aire du contact Schottky
$A_{ATr}(f)$ :	Fonction de transfert de l'amplificateur trans-impédance
$A^*$ :	Constante effective de Richardson
$Af$ :	Terme qui permet de modéliser l'évolution du bruit en courant de drain en fonction de $I_{DS}$
$\alpha_H$ :	Paramètre de Hooge
$\alpha_{CH}$ :	Paramètre de Hooge du canal sous la grille
$\alpha_S$ :	Paramètre de Hooge du canal non recouvert par la grille
$b$ :	Paramètre de courbure intervenant dans le calcul de $E_g$ dans AlGaN
$c$ :	Paramètre de maille du GaN wurtzite dans la direction [0001]
$C_{AlGaN}$ :	Capacité formée par la couche AlGaN
$C$ :	Capacité de filtrage du circuit de polarisation côté drain
$C_b$ :	Capacité formée par la couche AlN
$C_{GaN}$ :	Capacité formée par la couche GaN
$C_T$ :	Capacité comprenant $C_1$ en série avec $C_b$
$C_0$ :	Capacité formée par la couche de passivation
$C_1$ :	Capacité formée par la couche AlGaN
$C_2$ :	Capacité formée par la couche GaN
$C_{DS}$ :	Capacité drain-source
$C_{GD}$ :	Capacité grille-drain
$C_{GS}$ :	Capacité grille-source
$C_{13}(m)$ :	Constante élastique de la couche AlGaN en fonction de $m$
$C_{33}(m)$ :	Constante élastique de la couche AlGaN en fonction de $m$
$\chi_s$ :	Affinité électronique du semi conducteur
$\Delta$	Energie entre le bas du puits de potentiel et le niveau de Fermi
$\Delta E_b$ :	Discontinuité de la bande d'énergie de conduction entre AlN et AlGaN
$\Delta E_C$ :	Discontinuité de la bande d'énergie de conduction entre GaN et AlGaN
$\Delta E_C^{in}$ :	Discontinuité de bande de conduction à l'interface passivation/AlGaN
$\Delta E_g$ :	Différence de la valeur de la bande interdite entre AlGaN et GaN
$\Delta_d$ :	Epaisseur effective du canal
$\Delta E_c(m)$ :	Discontinuité de la bande de conduction entre AlGaN et GaN en fonction de $m$
$\overline{\Delta N^2}$ :	Variation quadratique moyenne du nombre de porteurs $N$
$D(E)$ :	Densité d'états d'énergie
$\Delta I$ :	Amplitude du signal en créneau
$\delta\phi_B$ :	Modulation de la hauteur de la barrière de potentiel
$e_A(t)$ :	Générateur de tension de bruit de l'amplificateur faible bruit
$E_a$ :	Energie d'activation du piège
$E_b$ :	Champ électrique dans la couche AlN
$E_C$ :	Energie de la bande de conduction
$E_{CS}$ :	Energie de la bande de conduction à la surface
$E_{CV}$ :	Energie de la bande de conduction dans le volume
$E_F$ :	Energie du niveau de Fermi
$E_t$ :	Energie repérée par rapport au minimum de la bande de conduction
$E_V$ :	Energie de la bande de valence
$E_{VS}$ :	Energie de la bande de valence à la surface
$E_{VV}$ :	Energie de la bande de valence dans le volume
$E_g$ :	Energie de bande interdite
$E_{in}$ :	Champ électrique dans la couche de passivation

## Liste des symboles

---

$E_{\text{vide}}$ :	Energie du vide
ELO :	Epitaxy Lateral Overgrowth
$E_1$ :	Champ électrique dans la couche AlGaN
$E_2$ :	Champ électrique dans la couche GaN
$e_{31}$ :	Constante piézoélectrique
$e_{32}$ :	Constante piézoélectrique
$\epsilon_1$ :	Permittivité diélectrique de la couche AlGaN
$\epsilon_2$ :	Permittivité diélectrique de la couche GaN
$\epsilon_b$ :	Permittivité diélectrique de la couche AlN
$\epsilon_0$ :	Permittivité diélectrique du vide
$\epsilon_r$ :	Permittivité diélectrique du matériau
$E_C$ :	Valeur du champ électrique critique
$e_{31}(m)$ :	Constante piézoélectrique de la couche AlGaN en fonction de $m$
$e_{33}(m)$ :	Constante piézoélectrique de la couche AlGaN en fonction de $m$
EG&G5184 :	Amplificateur faible bruit en tension
EG&G5182 :	Amplificateur trans-impédance faible bruit
$f(E)$ :	Fonction de distribution de Fermi-Dirac
FOM :	Figure de mérite
$f$ :	Fréquence
$f_m$ :	Fréquence d'offset relative à la fréquence de la porteuse
$F$ :	Fonction d'occupation de Fermi-Dirac
$F_b$ :	Facteur de bruit dans la boucle de gain de l'amplificateur
$F_{fe}$ :	Terme qui permet de modéliser la pente du bruit en $1/f$
$\phi$ :	Hauteur de la barrière de potentiel entre GaN et substrat
$\phi_B$ :	Hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky
$\phi_m$ :	Travail de sortie du métal de grille
$\phi_s$ :	Position du niveau de Fermi par rapport à l'énergie du vide du semi conducteur
$f_{\text{max}}$ :	Fréquence de coupure où le gain en puissance devient unitaire
$f_t$ :	Fréquence de coupure où le gain en courant devient unitaire
$g_{\text{chint}}$ :	Conductance de sortie intrinsèque
$g_d$ :	Conductance de sortie extrinsèque
$g_m$ :	Transconductance extrinsèque
$g_{\text{mint}}$ :	Transconductance intrinsèque
$g-r$ :	Génération-Recombinaison
$\gamma$ :	Coefficient de corrélation
$\hbar$ :	Constante de Planck
HEMT :	High Electron Mobility Transistor
HVPE :	Hybrid Vapor Phase Epitaxy
HP3569A :	Analyseur de spectres
HP4142B :	Analyseur de paramètres
HP34401A :	Multimètre numérique
$I$ :	Energie d'ionisation
$I_{DS}$ :	Courant drain source
$I_{DS}(x)$ :	Courant drain source à la position $x$ dans le canal
$I_{DSS}$ :	Courant de drain de saturation
$I_{\text{max}}$ :	Courant de drain maximum
$I_S$ :	Courant de fuite de la diode Schottky
$I_F$ :	Courant traversant le contact Schottky en direct
$i_p(t)$ :	Générateur de courant associé au bruit thermique de la résistance $R_p$
$i_T(t)$ :	Générateur de courant associé au bruit de la résistance $R_T$
$i_{GS}$ :	Générateur de bruit en courant de la diode grille-source
$i_{GD}$ :	Générateur de bruit en courant de la diode grille-drain
$i_{\text{chint}}$ :	Générateur de bruit en courant du canal sous la grille
$i_{RS}$ :	Générateur de bruit en courant de la zone d'accès côté source
$i_{RD}$ :	Générateur de bruit en courant de la zone d'accès côté drain
$i_{ATr}(t)$ :	Générateur de bruit en courant du pré-amplificateur
$i_g(t)$ :	Générateur de bruit en courant associé à la diode Schottky
ITC4 :	Contrôleur du cryostat
$J$ :	Densité de courant du contact Schottky
$\phi_X(\tau)$ :	Fonction d'auto-corrélation

## Liste des symboles

---

$k$ :	Constante de Boltzman
$K_f$ :	Terme qui permet de modéliser le bruit en courant de drain à $f = 1$ Hz
$L$ :	Longueur du canal
$L_G$ :	Longueur de grille
$L_{DS}$ :	Longueur drain-source
$L_{SG}$ :	Longueur source-grille
$L_{GD}$ :	Longueur grille-drain
$L_S$ :	Longueur de la zone du canal non recouvert par la grille
$L_1$ :	Longueur de la région à faible champ électrique
$L_2$ :	Longueur de la région à fort champ électrique
$m$ :	Fraction molaire d'aluminium dans la couche AlGaN
$m^*$ :	Masse effective de l'électron
$m_e$ :	Masse de l'électron
MBE :	Molecular Beam Epitaxy
MODFET :	Modulation Doped Field Effect Transistor
MOVPE :	Metal Organo Vapor Phase Epitaxy
$\mu$ :	Mobilité des porteurs de charge
$\mu_0$ :	Mobilité électronique sous faible champ électrique
$\mu_{CH}$ :	Mobilité électronique dans le canal sous la grille
$\mu_S$ :	Mobilité électronique dans le canal non recouvert par la grille
$n_S$ :	Densité de porteurs
$N$ :	Nombre de porteurs
$N_{ts}$ :	Concentration de pièges
$N_t$ :	Concentration des pièges en volume
$n$ :	Facteur d'idéalité de la diode
$\vec{n}$ :	Vecteur normal à la surface
$n_{2D}$ :	Densité électronique dans le canal
$NF_{min}$ :	Facteur de bruit minimum
$N_d$ :	Densité de dopage de la couche AlGaN
$N_t$ :	Concentration des pièges
n.i.d. :	Non intentionnellement dopé
$n$ :	Facteur d'idéalité de la diode Schottky
$n_s$ :	Densité de porteurs dans le canal
$n(x)$ :	Densité de porteurs dans le canal à la position $x$
PHEMT :	Pseudo morphic High Electron Mobility Transistor
PAE :	Power Added Efficiency : rendement
$P_{out}$ :	Puissance de sortie du HEMT
$\vec{P}_{sp}$ :	Vecteur polarisation spontanée
$\vec{P}_{pz}$ :	Vecteur polarisation piézoélectrique
$P_2$ :	Résistance variable du circuit de polarisation du drain
$q$ :	Charge de l'électron
$Q$ :	Facteur de qualité de la charge du circuit de réaction du résonateur
$R_c$ :	Résistance du contact ohmique
$R_{cd}$ :	Résistance du contact ohmique de drain
$R_{CH}$ :	Résistance du canal sous la grille
$R_{cs}$ :	Résistance du contact ohmique de source
$R_D$ :	Résistance parasite côté drain
$R_{DS}$ :	Résistance drain-source extrinsèque
$R_G$ :	Résistance de la grille
$R_{gd}$ :	Résistance du canal entre grille et drain
RIE :	Reactive Ion Etching
$R_{opt}$ :	Résistance de charge optimale du HEMT
$R_p$ :	Résistance de polarisation
$r_s$ :	Résistance série de la diode Schottky
$R_S$ :	Résistance parasite côté source OU résistance du canal non recouvert par la grille
$R_{sg}$ :	Résistance du canal entre source et grille
$R_T$ :	Résistance montée à la place du HEMT entre les connections de drain et de source
R.T.S. :	Random Telegraphist Signal
SOI :	Silicon On Insulator

## Liste des symboles

---

$S_X(f)$ :	Densité spectrale de puissance
$S_i(f)$ :	Densité spectrale de bruit en courant
$S_v(f)$ :	Densité spectrale de bruit en tension
$S_{id}(f)$ :	Densité spectrale de bruit en courant de drain
$S_{ig}(f)$ :	Densité spectrale de bruit en courant de grille
$S_{vs}(f)$ :	Densité spectrale du bruit en tension mesurée à la sortie de l'amplificateur
$S_{RCH}$ :	Contribution au bruit total mesuré sur le drain du canal sous la grille
$S_{RS}$ :	Contribution au bruit total mesuré sur le drain du canal non recouvert par la grille
$S_{iATr}(f)$ :	densité spectrale associée à $i_{ATr}(t)$
$S_{ig}(f)$ :	densité spectrale associée à $i_g(t)$
$\sigma$ :	Conductivité
$\sigma_e$ :	Section de capture efficace du piège
$\sigma_n$ :	Densité de charges dans le puits de potentiel
$\sigma_{pb}$ :	Densité de charges aux interfaces de la couche AlN
$\sigma_{p1}$ :	Densité de charges aux interfaces de la couche AlGaIn
$\sigma_{p2}$ :	Densité de charges aux interfaces de la couche GaN
$\sigma_{s1}$ :	Densité de charges de surface
$\sigma_{s2}$ :	Densité de charges à l'interface GaN/substrat
$\sigma_T$ :	Densité de charges positives située à l'interface couche de passivation/AlGaIn
$\sigma_{pz}(m)$ :	Densité de charges résultante des polarisations induites
$T$ :	Température en degrés Kelvin
TEGFET :	Two dimensionnal Electron Gaz Field Effect Transistor
$T_{Si}$ :	Technologie sur substrat silicium, MOVPE (IEMN)
$T_{Sap[A]}$ :	Technologie sur substrat saphir, MOVPE (ESA ; QinetiQ)
$T_{SiC[A]}$ :	Technologie sur substrat carbure de silicium, MOVPE (ESA ; QinetiQ)
$T_{Sap[B]}$ :	Technologie sur substrat saphir, MBE (ESA ; Université de Madrid)
$T_{SiC[B]}$ :	Technologie sur substrat carbure de silicium, MOVPE, couche espaceur (ESA ; QinetiQ)
$\tau_e$ :	Constante de temps moyenne d'émission
$\tau_c$ :	Constante de temps moyenne de capture
$v_F$ :	Vitesse des électrons
$v_{sat}$ :	Vitesse de saturation électronique
$V_{Bgd}$ :	Tension de claquage grille-drain
$V_{BS}$ :	Tension "Body"-Source
$V_C(x)$ :	Potentiel dans le canal à la position $x$
$V_{DS}$ :	Tension drain-source
$V_{dsat}$ :	Tension de saturation de drain
$V_{DSint}$ :	Tension drain-source intrinsèque
$v_d(x)$ :	Vitesse de déplacement des électrons dans le canal à la position $x$
$V_{GS}$ :	Tension grille-source
$V_{GSint}$ :	Tension grille-source intrinsèque
$V_k$ :	Tension drain-source d'entrée en régime de saturation
$v_{sat}$ :	Vitesse de saturation des électrons dans le canal
$V_{sat}$ :	Tension de saturation
$V_{th}$ :	Tension de seuil
$V_{thA}$ :	Tension de seuil de l'hétéro-structure AlGaIn/GaN
$V_{thB}$ :	Tension de seuil de l'hétéro-structure AlGaIn/AlN/GaN
$V_{thC}$ :	Tension de seuil de l'hétéro-structure AlGaIn-n/AlGaIn/GaN
$V_p$ :	Tension aux bornes de la résistance de polarisation
$V_d$ :	Tension aux bornes de la partie intrinsèque de la diode
$v_r$ :	Vitesse de recombinaison des électrons
$v_d$ :	Vitesse de diffusion
$w$ :	Epaisseur de la région de charge d'espace
$W$ :	Largeur du canal
$W_G$ :	Largeur de la grille
$x$ :	Position dans le canal
$X_f$ :	Paramètre utilisé dans la méthode de Fukui
$X(t)$ :	Signal représentant le bruit en fonction du temps
2DEG :	Gaz électronique bi-dimensionnel

## Liste des figures

Figure I.1 Bande interdite et paramètre de maille des nitrures d'éléments III. Les substrats utilisés dans la fabrication des composants à base de GaN sont également présentés [GRA02].....	20
Figure I.2 : Représentation de la structure cristallographique de type wurtzite, montrant les quatre directions utilisées pour la décrire, ainsi que les deux constantes de maille $c$ et $a$ .....	21
Figure I.3 : Vues en perspective du cristal de GaN sous forme wurtzite selon trois directions: (a) $[0\ 0\ 0\ 1]$ ; (b) $[1\ 1\ \bar{2}\ 0]$ ; (c) $[1\ 0\ \bar{1}\ 0]$ [LIU02] .....	22
Figure I.4 : Cristal GaN de type wurtzite face-N.....	22
Figure I.5 : Cristal GaN de type wurtzite face-Ga.....	22
Figure I.6 : Vues en perspective du cristal de GaN sous forme zinc blende selon trois directions: (a) $[1\ 0\ 0]$ (une cellule); (b) $[1\ 1\ 0]$ (deux cellules); (c) $[1\ 1\ 1]$ (deux cellules) d'après [LIU02].....	23
Figure I.7 : Polarisation spontanée : structure wurtzite du GaN à l'équilibre [GRA02].....	24
Figure I.8 : Polarisation piézoélectrique : structure wurtzite de GaN sous contrainte bi-axiale [GRA02].....	24
Figure I.9 : Figures de mérite de Johnson et de Baliga (HF), normalisées au silicium, pour différents matériaux utilisés pour la fabrication des transistors micro-ondes. [PEA00].....	25
Figure I.10 : Evolution de l'énergie de la bande interdite de l' $Al_mGa_{1-m}N$ , en fonction de la fraction molaire d'aluminium $m$ .....	27
Figure I.11 : Effet de la polarisation totale sur une structure HEMT AlGaIn/GaN face Ga, couche AlGaIn en tension.....	28
Figure I.12 : Diagramme montrant l'évolution des bandes d'énergie d'une hétéro-structure AlGaIn/GaN avec l'augmentation de l'épaisseur $a_1$ de la couche barrière AlGaIn.....	29
Figure I.13 : Diagramme de bande d'énergie de conduction et distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaIn/GaN .....	30
Figure I.14 : Structure épitaxiale d'une hétéro-structure AlGaIn/AlN/GaN.....	33
Figure I.15 : Diagramme de bande d'énergie de conduction et distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaIn/AlN/GaN [WON04] .....	33
Figure I.16 : Densité électronique dans une structure $Al_{0,27}Ga_{0,73}N/GaN$ (carré noir) et une structure $Al_{0,37}Ga_{0,63}N/AlN/GaN$ (carré blanc) en fonction de l'épaisseur de la couche AlGaIn. L'épaisseur de la couche AlN est 1 nm [SMO01].....	35
Figure I.17 : Probabilité de présence d'un électron dans les HEMTs AlGaIn/AlN/GaN et AlGaIn/GaN [SHE03] .....	36
Figure I.18 : Mobilité à $T=17K$ d'un HEMT AlGaIn/GaN et d'un HEMT AlGaIn/AlN/GaN [SMO01] .....	36
Figure I.19 : Image MET d'une couche de GaN déposée sur une fine couche tampon en AlN de 1,5 nm d'épaisseur, elle même déposée sur un substrat 6H-SiC [TAN97] .....	45
Figure I.20 : Coupe schématique d'un super réseau réalisé sur substrat saphir .....	46
Figure I.21 : Observation au MET d'une micro-section d'un super réseau AlN/GaN réalisé sur substrat saphir [MOE01].....	46
Figure I.22 : Principe de la technique ELO-1 .....	47
Figure I.23 : Lignes de dislocations .....	47
Figure I.24 : Principe du procédé PENDEO [GEH99].....	48
Figure I.25 : Observation au MEB d'une croissance par PENDEO sur substrat 6H-SiC [GEH99] .....	48
Figure I.26 : Les trois principales structures de HEMT GaN. L'implantation ionique semble être le moyen le plus simple pour réaliser des régions dopées nécessaires pour la réduction des résistances d'accès .....	48
Figure I.27 : Dépendance de la résistivité en fonction de la dose d'implantation de différentes espèces chimiques sur un échantillon de GaN ( $n = 3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , réalisée à 300K [KUC01].....	52
Figure I.28 : Résistance de contact pour différents types de contacts ohmiques [MUN01].....	53
Figure I.29 : Diagramme des bandes d'énergie de conduction et de valence d'un matériau semi-conducteur à l'interface avec le vide [GRA01] .....	54
Figure I.30 : diagrammes des bandes d'énergie de valence et de conduction du métal de grille et du semi conducteur avant et à l'équilibre thermodynamique après mise en contact.....	55
Figure I.31 : Affinité électronique $\chi$ à la surface d'une couche $Al_mGa_{1-m}N$ [0001]. Cercles noirs : résultats expérimentaux de l'équipe de S. P. Grabowski [GRA01].....	56
Figure I.32 : Variation de la hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky en fonction de la fraction molaire d'aluminium de la couche AlGaIn pour différents métaux de grille [MON02].....	56
Figure I.33 : Première variante de grille avec plateau de champ .....	57
Figure I.34 : Deuxième variante de grille avec plateau de champ.....	57
Figure I.35 : Structure de grille GaN/AlGaIn/GaN, [MIS02] .....	58

## Liste des figures

Figure I.36 : Bande d'énergie de conduction et distribution des charges dans une hétéro-structure AlGaIn/GaN en tenant compte de la passivation .....	59
Figure I.37 : Illustration de l'hypothèse expliquant le rôle de la passivation dans les dispersions observées entre les caractéristiques électriques dynamiques et statiques .....	60
Figure I.38 : Comparaison des performances d'amplificateurs large-bande réalisés à partir de HEMTs GaAs, de HBTs GaAs, et de HEMTs Ga [DEL04] .....	62
Figure I.39 : Meilleurs résultats en terme de facteur de bruit de HEMTs basés sur GaN [DEL04] .....	62
Figure I.40 : Evolution de la densité de puissance et de la puissance totale fournie des HEMTs basés sur GaN en fonction des années pour les principaux acteurs américains, ainsi que pour le groupe français TIGER [DEL04] .....	63
Figure I.41 : Applications de puissance et bande de fréquence associée [MIS02].....	64
Figure II.1 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT T_Si-(2).....	72
Figure II.2 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T_Si.....	72
Figure II.3 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT T_Sap[A]-(OPT2) .....	73
Figure II.4 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT T_SiC[A]-(OPT2).....	73
Figure II.5 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T_Sap[A] .....	74
Figure II.6 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T_SiC[A].....	74
Figure II.7 : Vue de dessus au microscope optique du HEMT T_Sap[B]-(1) .....	75
Figure II.8 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T_Sap[B] .....	75
Figure II.9 : Vue de dessus au microscope optique d'un HEMT de la technologie T_SiC[B] .....	76
Figure II.10 : Coupe schématique d'un HEMT de la technologie T_SiC[B].....	76
Figure II.11 : Coupe schématique d'un HEMT AlGaIn/GaN où $L_G$ est la longueur de grille, $a_1 = 220\text{Å}$ l'épaisseur de la couche AlGaIn dopée n, et $a_e = 30\text{Å}$ l'épaisseur de la couche espaceur [RAS01].....	77
Figure II.12 : Diagramme schématique montrant le modèle à deux régions pour le courant de saturation dans le canal sous la grille. S est la position dans le canal où se produit la saturation. $L_1$ et $L_2$ sont les longueurs des régions à faible et à fort champ électrique, respectivement, avec $L_1 + L_2 = L_G$ , et $a_0 = a_1 + a_e$ [RAS01] .....	77
Figure II.13 : Description des résistances parasites du HEMT.....	81
Figure II.14 : Schéma équivalent basses fréquences du transistor HEMT.....	81
Figure II.15 : Comparaison des caractéristiques de sortie de deux HEMTs T_Si, avant et après encapsulation .....	84
Figure II.16 : Caractéristiques de sortie du HEMT T_Si-(2)-5 .....	84
Figure II.17 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T_Si.....	85
Figure II.18 : Caractéristiques de sortie du composant T_Sap[A]-(3G2)-4.....	85
Figure II.19 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T_Sap[A] .....	86
Figure II.20 : Caractéristiques de sortie du composant T_SiC[A]-(3G2)-4.....	87
Figure II.21 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T_SiC[A].....	87
Figure II.22 : Caractéristiques de sortie du composant T_Sap[B]-(1).....	88
Figure II.23 : Comparaison des caractéristiques de sortie des composants de la technologie T_Sap[B] .....	88
Figure II.24 : Caractéristiques de sortie du composant T_SiC[B]-(3)-4.....	89
Figure II.25 : Comparaison des caractéristiques de sortie de la technologie T_SiC[B] à $V_{GS} = 0$ & $-5\text{V}$ .....	89
Figure II.26 : Valeur de $R_{DS}$ à $V_{GS} = 0\text{V}$ en régime ohmique des composants étudiés pendant ces travaux.....	90
Figure II.27 : Valeur de $I_{DSS}$ à $V_{GS} = 0\text{V}$ des composants étudiés pendant ces travaux.....	91
Figure II.28 : Principe d'extraction de la tension de seuil $V_{th}$ .....	92
Figure II.29 : Tension de seuil $V_{th}$ des composants étudiés pendant ces travaux.....	92
Figure II.30 : Transconductance maximale $g_m$ à $V_{DS} = 10\text{V}$ des composants étudiés pendant ces travaux.....	93
Figure II.31 : Diode polarisée en direct $ I_{GS}  = fct(V_{GS})$ : identification visuelle des trois premières zones de fonctionnement.....	94
Figure II.32 : Facteur d'idéalité des composants étudiés pendant ces travaux.....	96
Figure II.33 : Courant de saturation $I_s$ de la diode grille-source des HEMTs étudiés pendant ces travaux.....	96
Figure II.34 : Barrière de potentiel $\phi_b$ de la diode grille-source des HEMTs étudiés pendant ces travaux.....	98
Figure II.35 : Extraction de $R_{CH}$ , $R_S$ et $R_D$ par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie T_SiC[A] .....	100
Figure II.36 : Extraction de $R_{CH}$ , $R_S$ et $R_D$ par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie T_SiC[A] .....	101
Figure II.37 : Extraction de $R_{CH}$ , $R_S$ et $R_D$ par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie T_SiC[A] .....	101
Figure II.38 : Extraction de $R_{CH}$ , $R_S$ et $R_D$ par la méthode de Fukui pour des HEMTs de la technologie T_Si..	102
Figure II.39 : Evolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie pour le composant T_SiC[A]-(5G1)-2.....	104
Figure II.40 : Evolution en fonction de la température de $ I_{GS} $ pour le composant T_SiC[A]-(5G1)-2.....	104



## Liste des figures

Figure II.41 : Evolution en fonction de la température des caractéristiques de sortie pour le composant $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ .....	105
Figure II.42 : Evolution en fonction de la température de $ I_{GS} $ pour le composant $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ .....	105
Figure II.43 : Evolution des caractéristiques de sortie du $T\_Sap[A]-(3G2)-4$ en fonction du pas de $V_{GS}$ .....	106
Figure II.44 : Evolution des caractéristiques de sortie du $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ en fonction du pas de $V_{GS}$ .....	106
Figure II.45 : Evolution des caractéristiques de sortie du $T\_Sap[B]-(1)$ en fonction du pas de $V_{GS}$ .....	107
Figure II.46 : Evolution des caractéristiques de sortie du $T\_SiC[B]-(1)-4$ en fonction du pas de $V_{GS}$ .....	107
Figure II.47 : Evolution des caractéristiques de sortie du composant $T\_SiC[A]-(5G1)-2$ sous lumière blanche .....	108
Figure II.48 : Evolution des caractéristiques de sortie du composant $T\_Sap[A]-(3G2)-5$ sous lumière blanche .....	108
Figure III.1 : Forme d'onde typique du bruit en créneau.....	119
Figure III.2 : Exemple d'un spectre de bruit basses fréquences.....	120
Figure III.3 : Composantes du bruit de phase.....	121
Figure III.4 : Banc de mesure de bruit aux basses fréquences.....	122
Figure III.5 : Principe de fonctionnement du banc de mesure de bruit de drain aux basses fréquences (Mesure d'une résistance).....	123
Figure III.6 : Circuit équivalent de l'échantillon mesuré en configuration de mesure de bruit BF.....	123
Figure III.7 : Limite de l'amplificateur en tension (bruit thermique minimum) : résultats présentés en tension et transposition à la limite en courant.....	124
Figure III.8 : Niveau de bruit propre de l'amplificateur en tension (bruit thermique et bruit en $1/f$ ) : bruit en tension et transposition au bruit en courant.....	125
Figure III.9 : Principe de fonctionnement du banc de mesure de bruit de drain aux basses fréquences (mesure d'un HEMT).....	125
Figure III.10 : Circuit équivalent du HEMT, en incluant les différentes sources de bruit.....	126
Figure III.11 : Circuit équivalent simplifié du HEMT côté drain, en incluant les sources de bruit.....	127
Figure III.12 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT $T\_Si-(1)-2$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	129
Figure III.13 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT $T\_Si-(2)-8$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	129
Figure III.14 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT $T\_Si-(3)-5$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	129
Figure III.15 : Comparaison du bruit de courant en drain à $V_{GS}=0V$ en régime ohmique des HEMTs de la technologie $T\_Si$ pour $I_{DS} = 2$ et $6$ mA.....	130
Figure III.16 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	131
Figure III.17 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant $T\_Sap[A]-(5G1)-3$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	131
Figure III.18 : : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	131
Figure III.19 : Comparaison du bruit en courant de drain à $V_{GS}=0V$ en régime ohmique des HEMTs de la technologie $T\_Sap[A]$ pour $I_{DS} = 2$ & $18$ mA.....	132
Figure III.20 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	133
Figure III.21 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant $T\_SiC[A]-(5G1)-2$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	133
Figure III.22 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant $T\_SiC[A]-(OPT2)-2$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	133
Figure III.23 : Comparaison du bruit en courant de drain à $V_{GS}=0V$ en régime ohmique des HEMTs de la technologie $T\_SiC[A]$ pour $I_{DS} = 4$ & $20$ mA.....	134
Figure III.24 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du composant $T\_Sap[B]-(1)$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	135
Figure III.25 : Comparaison du bruit en courant de drain en régime ohmique à $I_{DS} = 2, 10$ et $20$ mA et $V_{GS}=0V$ des deux HEMTs de la technologie $T\_Sap[B]$ .....	135
Figure III.26 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT $T\_SiC[B]-(1)-4$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	136
Figure III.27 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT $T\_SiC[B]-(2)-4$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	137
Figure III.28 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de drain du HEMT $T\_SiC[B]-(3)-4$ en fonction de $I_{DS}$ , à $V_{GS}=0V$ .....	137

## Liste des figures

Figure III.29 : Comparaison du bruit en courant de drain à $V_{GS}=0V$ en régime ohmique des HEMTs de la technologie T_SiC[B] pour $I_{DS} = 4$ et $28mA$ .....	137
Figure III.30 : Comparaison des spectres de bruit en courant de drain du HEMT le moins bruyant de chaque technologie, à $V_{GS} = 0V$ , pour un courant de drain de $4mA$ .....	138
Figure III.31 : Paramètre $\alpha_H/N$ des composants étudiés extrait en régime ohmique à $V_{GS} = 0V$ et $f = 1$ Hz.....	139
Figure III.32 : Paramètre de Hooge des composants étudiés extrait en régime ohmique à $V_{GS} = 0V$ .....	140
Figure III.33 : Evolution de $S_{id}*/I_{DS}^2$ et de $R_{DS}$ en fonction de $I_{DS}^2$ pour le composant T_Si-(2)-7.....	143
Figure III.34 : Evolution de $S_{id}*/I_{DS}^2$ et de $R_{DS}$ en fonction de $I_{DS}^2$ pour le composant T_Sap[A]-(5G1)-3.....	143
Figure III.35 : Evolution de $S_{id}*/I_{DS}^2$ et de $R_{DS}$ en fonction de $I_{DS}^2$ pour le composant T_SiC[A]-(5G1)-2.....	143
Figure III.36 : Evolution de $S_{id}*/I_{DS}^2$ et de $R_{DS}$ en fonction de $I_{DS}^2$ pour le composant T_Sap[B]-(2).....	143
Figure III.37 Evolution de $S_{id}*/I_{DS}^2$ et de $R_{DS}$ en fonction de $I_{DS}^2$ pour le composant T_SiC[B]-(1)-4.....	143
Figure III.38 : Evolution de $S_{id}*/I_{DS}^2$ et de $R_{DS}$ en fonction de $I_{DS}^2$ , à $V_{GS} = 0V$ , du régime ohmique au régime de saturation, pour le HEMT T_SiC[A]-(OPT2)-4.....	144
Figure III.39 : Réseau $I_{DS}(V_{DS})$ correspondant aux points de mesure de la figure III.38 .....	144
Figure III.40 : Représentation des trois zones du canal à considérer dans l'étude du bruit basses fréquences en courant de drain d'un transistor HEMT .....	146
Figure III.41 : Identification sur un réseau de sortie des sources de bruit prédominantes du canal en fonction de la polarisation du composant. Les points de polarisation où $R_{CH}$ est égale à $R_S$ (cercles noirs) sont également représentés .....	150
Figure III.42 : Caractéristiques de sortie du composant T_SiC[B]-(1)-4 .....	152
Figure III.43 : Résultats obtenus pour le composant T_SiC[B]-(1)-4 à $V_{DS}=0,5V$ .....	153
Figure III.44 : Résultats obtenus pour le composant T_SiC[B]-(1)-4 à $V_{DS}=2V$ .....	154
Figure III.45 : Résultats obtenus pour le composant T_SiC[B]-(1)-4 à $V_{DS}=6V$ .....	155
Figure III.46 : Caractéristiques de sortie du composant T_Sap[A]-(3G2)-3 .....	156
Figure III.47 : Résultats obtenus pour le composant T_Sap[A]-(3G2)-3 à $V_{DS}=0,5V$ .....	157
Figure III.48 : Résultats obtenus pour le composant T_Sap[A]-(3G2)-3 à $V_{DS}=2V$ .....	158
Figure III.49 : Résultats obtenus pour le composant T_Sap[A]-(3G2)-3 à $V_{DS}=8V$ .....	159
Figure III.50 : Détail du cryostat avec un échantillon prêt à être mesuré.....	165
Figure III.51 : Evolution du bruit en courant de drain en fonction de la température pour le HEMT T_SiC[A]-(3G2)-2 polarisé à $I_{DS} = 10$ mA et $V_{GS} = 0V$ .....	167
Figure III.52 : Evolution du terme $S_{id}/I_{DS}^2$ en fonction de la température pour différentes fréquences pour le HEMT T_SiC[A]-(3G2)-2 polarisé à $I_{DS} = 10$ mA et $V_{GS} = 0V$ .....	167
Figure III.53 : Diagramme d'Arrhenius ( $1/kT_{max}$ représenté en fonction de $\ln(f)$ ), établi pour trois composants différents .....	167
Figure IV.1 : Circuit équivalent du HEMT monté en diode, en incluant les différentes sources de bruit .....	181
Figure IV.2 : Principe du banc de mesure en configuration de mesure du bruit en courant de grille .....	183
Figure IV.3 : Modèle de bruit équivalent du dispositif sous test pour les mesures de bruit de grille.....	183
Figure IV.4 : Influence de la résistance $R_p$ du circuit de polarisation de drain sur les mesures de bruit basses fréquences en courant de grille.....	185
Figure IV.5 : Composant T_SiC[B]-(3)-4 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille, à $V_{DS} = 0V$ et $V_{GS} > 0V$ .....	186
Figure IV.6 : Composant T_SiC[B]-(3)-4 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de grille à $1Hz$ en fonction de $I_{GS}^2$ , en polarisation directe à $V_{DS}=0V$ .....	186
Figure IV.7 : T_Si-(1)-2 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=0V$ ( $I_{GS}$ varie de $-2\mu A$ à $-25,7\mu A$ ) .....	187
Figure IV.8 : T_Si-(1)-2 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=1V$ ( $I_{GS}$ varie de $-4,2\mu A$ à $-24,2\mu A$ ) .....	187
Figure IV.9 : T_Si-(1)-2 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=6V$ ( $I_{GS}$ varie de $-31,7\mu A$ à $-115,8\mu A$ ) .....	187
Figure IV.10 : T_Sap[A]-(3G2)-3 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=0V$ ( $I_{GS}$ varie de $-1,2nA$ à $-0,24\mu A$ ) .....	187
Figure IV.11 : T_Sap[A]-(3G2)-3 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=2V$ ( $I_{GS}$ varie de $-0,58nA$ à $-42nA$ ) .....	187
Figure IV.12 : T_Sap[A]-(3G2)-3 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=8V$ ( $I_{GS}$ varie de $-12nA$ à $-1,2\mu A$ ) .....	187
Figure IV.13 : T_SiC[A]-(3G2)-2 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=0V$ ( $I_{GS}$ varie de $-0,35nA$ à $-36\mu A$ ) .....	187
Figure IV.14 : T_SiC[A]-(3G2)-2 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=2V$ ( $I_{GS}$ varie de $-103nA$ à $-33\mu A$ ) .....	187
Figure IV.15 : T_SiC[A]-(3G2)-2 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=8V$ ( $I_{GS}$ varie de $-8,8\mu A$ à $-84\mu A$ ) .....	187
Figure IV.16 : T_Sap[B]-(2) : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=0V$ ( $I_{GS}$ varie de $-2,7\mu A$ à $-114\mu A$ ) .....	188
Figure IV.17 : T_Sap[B]-(2) : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=1V$ ( $I_{GS}$ varie de $-6,9\mu A$ à $-73\mu A$ ) .....	188
Figure IV.18 : T_Sap[B]-(2) : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=6V$ ( $I_{GS}$ varie de $-122\mu A$ à $-125\mu A$ ) .....	188
Figure IV.19 : T_SiC[B]-(1)-4 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=0V$ ( $I_{GS}$ varie de $-0,48nA$ à $-47nA$ ) .....	188
Figure IV.20 : T_SiC[B]-(1)-4 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=1V$ ( $I_{GS}$ varie de $-0,45nA$ à $-7,5nA$ ) .....	188
Figure IV.21 : T_SiC[B]-(1)-4 : $S_{ig}(f)$ fonction de $V_{GS}$ à $V_{DS}=6V$ ( $I_{GS}$ varie de $-1,37nA$ à $-340nA$ ) .....	188
Figure IV.22 : Evolution de $S_{ig} \times f$ et de $I_{GS}^2$ , en fonction de $V_{DS}$ , pour trois composants de la technologie T_Si. Mesures réalisées à $V_{GS} = -2V$ .....	190

## Liste des figures

Figure IV.23 : Evolution de $S_{ig} \times f$ et de $I_{GS}^2$ , en fonction de $V_{DS}$ , pour deux composants de la technologie $T\_Sap[A]$ . Mesures réalisées à $V_{GS} = -4V$ .....	190
Figure IV.24 : Evolution de $S_{ig} \times f$ et de $I_{GS}^2$ , en fonction de $V_{DS}$ , pour deux composants de la technologie $T\_SiC[A]$ . Mesures réalisées à un courant $I_{DS} = 20mA$ .....	190
Figure IV.25 : Evolution de $S_{ig} \times f$ et de $I_{GS}^2$ , en fonction de $V_{DS}$ , pour les deux HEMTs de la technologie $T\_Sap[B]$ . Mesures réalisées à un courant $I_{DS}=25mA$ .....	191
Figure IV.26 : Evolution de $S_{ig} \times f$ et de $I_{GS}^2$ , en fonction de $V_{DS}$ , pour le composant $T\_SiC[A]-(1)-4$ . Mesures réalisées à un courant $I_{DS}=35mA$ .....	191
Figure IV.27 : Comparaison du bruit en courant de grille $S_{ig}$ à $f=1Hz$ en fonction de $I_{GS}$ , mesuré à $V_{DS} = 0V$ , avec le bruit de grenaille théorique des composants étudiés des différentes technologies.....	192
Figure IV.28 : Comparaison du bruit en courant de grille $S_{ig}$ à $f=1Hz$ en fonction de $I_G$ , mesuré à $V_{DS} = 1$ ou $2V$ , avec le bruit de grenaille théorique des composants étudiés des différentes technologies.....	192
Figure IV.29 : Comparaison du bruit en courant de grille $S_{ig}$ à $f=1Hz$ en fonction de $I_G$ , mesuré à $V_{DS} = 6$ ou $8V$ , avec le bruit de grenaille théorique des composants étudiés des différentes technologies.....	193
Figure IV.30 : Composant $T\_Si-(3)-3$ : Evolution des paramètres $S_{id} \times f / I_{DS}^2$ , de $ I_{GS} $ , et de $R_{DS}$ en fonction de $1/(V_{GS} - V_{th})$ .....	195
Figure IV.31 : Evolution du bruit de drain normalisé et de $R_{DS}$ en fonction de $1/(V_{GS} - V_{th})$ , pour les composants $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ et $T\_Sap[A]-(5G1)-4$ .....	196
Figure IV.32 : Evolution du courant de fuite des composants $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ et $T\_Sap[A]-(5G1)-4$ en fonction de la tension de polarisation drain-source.....	196
Figure IV.33 : Etude de la corrélation : $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ , $g_m = 3,6 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 1 \times 10^{-7}$ .....	199
Figure IV.34 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[A]-(3G2)-4$ , $g_m = 1,2 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 9,6 \times 10^{-6}$ .....	199
Figure IV.35 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[B]-(1)-3$ , $g_m = 3,9 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 6,3 \times 10^{-8}$ .....	200
Figure IV.36 : Etude de la corrélation : $T\_Si-(1)-2$ , $g_m = 1,7 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 5 \times 10^{-3}$ .....	201
Figure IV.37 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ , $g_m = 6,7 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 5,2 \times 10^{-4}$ .....	201
Figure IV.38 : Etude de la corrélation : $T\_Sap[B]-(2)$ , $g_m = 20 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 2,2 \times 10^{-3}$ .....	201
Figure IV.39 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[B]-(1)-2$ , $g_m = 2,9 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 4,4 \times 10^{-4}$ .....	202
Figure IV.40 : Etude de la corrélation : $T\_Sap[A]-(3G2)-3$ , $g_m = 3,2 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 3,3 \times 10^{-5}$ .....	203
Figure IV.41 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[A]-(3G2)-4$ , $g_m = 8 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 1,7 \times 10^{-5}$ .....	203
Figure IV.42 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[B]-(3)-4$ , $g_m = 11 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 2 \times 10^{-7}$ .....	203
Figure IV.43 : Etude de la corrélation : $T\_Si-(3)-4$ , $g_m = 2,8 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 2,4 \times 10^{-2}$ .....	204
Figure IV.44 : Etude de la corrélation : $T\_Sap[A]-(5G1)-4$ , $g_m = 2,2 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 2,1 \times 10^{-3}$ .....	204
Figure IV.45 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[A]-(3G2)-2$ , $g_m = 7,5 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 1,6 \times 10^{-3}$ .....	205
Figure IV.46 : Etude de la corrélation : $T\_Sap[B]-(2)$ , $g_m = 24 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 5 \times 10^{-3}$ .....	205
Figure IV.47 : Etude de la corrélation : $T\_SiC[B]-(1)-2$ , $g_m = 9 mS$ , $ I_{GS}/I_{DS}  = 1,6 \times 10^{-4}$ .....	205



## Liste des tableaux

Tableau I.1 : Propriétés du matériau GaN sous forme wurtzite selon [GIL98][LIU02].....	26
Tableau I.2 : Structure et constante de maille cristallographique des matériaux utilisés dans la fabrication des composants à base de GaN.....	41
Tableau I.3 : Propriétés (à 300K) des principaux substrats utilisés dans la fabrication des composants en GaN, et comparaison avec GaAs.....	41
Tableau I.4 : Avantages et inconvénients de la MBE, de la MOVPE, et de la HPVE, pour la croissance de GaN [NAS01].....	44
Tableau I.5 : Caractéristiques des différentes espèces dopantes de type donneur utilisées dans l'implantation ionique du GaN [KUC01].....	50
Tableau I.6 : Caractéristiques des différentes espèces dopantes de type accepteur utilisées dans l'implantation ionique du GaN [KUC01].....	51
Tableau I.7 : Valeurs de $\phi_m$ pour les principaux matériaux intervenant dans la réalisation des contacts Schottky des HEMTs basés sur GaN[MON02].....	55
Tableau I.8 : Facteur de bruit, gain associé, tension de claquage et figure de mérite R-LNA d'un pHEMT GaAs, d'un HEMT InP, et d'un HEMT GaN [DEL04].....	62
Tableau I.9 : Nom, signification, et description des différentes appellations de la figure I.41.....	64
Tableau II.1 : Nom et dimensions des composants de la technologie T_Si.....	72
Tableau II.2 : Nom et dimensions des composants des technologies T_Sap[A] et T_SiC[A].....	73
Tableau II.3 : nom et dimensions des composants de la technologie T_Sap[B].....	74
Tableau II.4 : Nom et dimensions des composants de la technologie T_SiC[B].....	75
Tableau II.5 : Principales caractéristiques des différentes technologies étudiées pendant ces travaux.....	76
Tableau II.6 : Paramètres pour un HEMT $Al_{0,15}Ga_{0,85}N/GaN$ , d'après [RAS01].....	79
Tableau II.7 : Densité de puissance de sortie et charge optimale du HEMT le plus performant de chaque technologie ( * données technologues ) (Av. E : Avant Encapsulation ; Ap. E : Après Encapsulation).....	99
Tableau II.8 : Extraction des résistances $R_{CH}$ et $R_S + R_D$ pour les deux HEMTs de la technologie T_Sap[B]...	103
Tableau II.9 : Paramètres statiques des meilleurs composants de chaque technologie.....	104
Tableau II.10 : Valeurs mesurées de $f_i$ et de $f_{max}$ pour des composants de type 3G2 des technologies T_SiC[A] et T_Sap[A] à 25 et 150 °C, d'un composant T_Sap[B]-(1) et T_SiC[B]-(1) à 25 °C [ESA02][ESA04].....	109
Tableau III.1 : Limitation des systèmes de polarisation du drain et de la grille.....	123
Tableau III.2 : Paramètre de Hooge dans la filière HEMT sur GaN.....	141
Tableau III.3 : Paramètre de Hooge d'autres filières que celle des HEMTs sur GaN.....	142
Tableau III.4 : Evolution de $S_{id}(f)/I_{DS}^2$ en fonction de $R_{CH}$ , $R_S$ , des conditions de polarisation et des sources de bruit dominantes.....	147
Tableau III.5 : Evolution de $S_{id}(f)/I_{DS}^2$ en fonction de $(1/(V_{GS} - V_{th}))$ et des sources de bruit dominantes.....	148
Tableau III.6 : Zones de fonctionnement à considérer pour prévoir la contribution principale responsable du bruit en courant de drain des HEMTs GaN.....	150
Tableau III.7 : Récapitulatif de l'évolution en fonction de la polarisation du bruit en courant de drain normalisé pour les deux composants étudiés.....	160
Tableau III.8 : Récapitulatif de l'évolution du paramètre de Hooge des deux régions du canal pour les trois composants en fonction de la polarisation.....	162
Tableau III.9 : Présentation des énergies d'activation mesurées durant ces travaux.....	168
Tableau III.10 : Energies d'activation des pièges détectés dans les HEMTs GaN : exemples de résultats.....	168
Tableau III.11 : Calcul des sections de capture des pièges en présence, dans l'hypothèse où ils seraient localisés dans le canal.....	170
Tableau III.12 : Calcul des sections de capture des pièges en présence, dans l'hypothèse où ils seraient localisés dans la couche AlGaIn.....	171
Tableau IV.1 : Caractéristiques de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182 en fonction des calibres utilisés.....	184
Tableau IV.2 : Paramètre $K_g$ extrait pour un composant typique de chaque technologie étudiée pour différentes valeurs de $V_{DS}$ .....	194
Tableau IV.3 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la <b>technologie T_Si</b> .....	206
Tableau IV.4 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la <b>technologie T_Sap[B]</b> .....	207
Tableau IV.5 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la <b>technologie T_Sap[A]</b> .....	207
Tableau IV.6 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la <b>technologie T_SiC[A]</b> .....	208
Tableau IV.7 : Résumé des mesures de corrélation effectuées sur les composants de la <b>technologie T_SiC[B]</b> .....	208



## Annexes du chapitre II

### A.II.1 Caractéristiques de transfert des technologies étudiées :

**T\_Si** : Les figures A.II. 1 et A.II. 2 présentent respectivement les caractéristiques de transfert du composant T\_Si-(1)-5, et les caractéristiques de transfert de plusieurs composants de cette technologie.

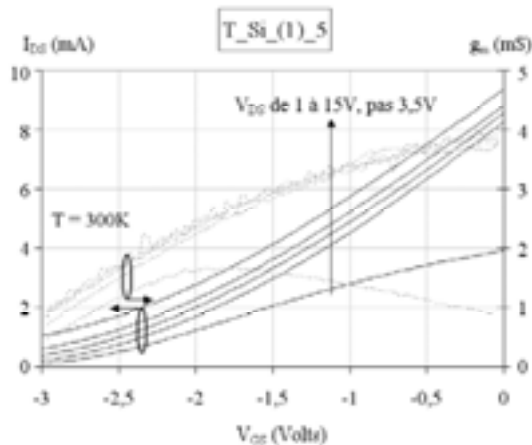


Figure A.II. 1: Caractéristiques de transfert et transconductance du transistor T\_Si-(1)-5

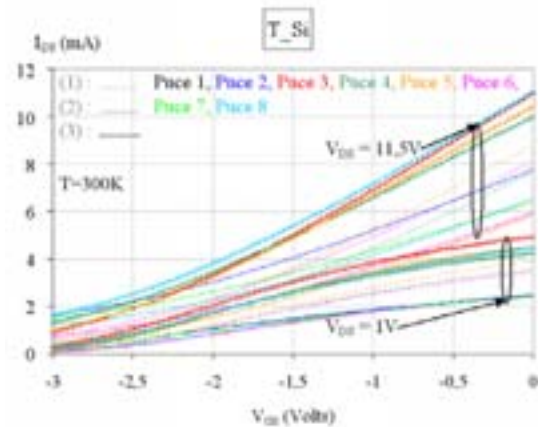


Figure A.II. 2 : Comparaison des caractéristiques de transfert des composants de la technologie T\_Si

On peut voir sur la figure A.II. 1 que la transconductance est inférieure à 4 mS pour une tension  $V_{DS}$  de 15 V, avec  $V_{GS}$  proche de 0 V. Le pincement du canal est difficile à obtenir lorsque  $V_{DS}$  augmente.

On peut constater sur la figure A.II. 2 qu'il y a peu de dispersion entre les composants de même géométrie. Le pincement du canal aux fortes valeurs de  $V_{DS}$  est plus difficile à obtenir sur les HEMTs qui possèdent les plus petites dimensions de grille (type 3). L'origine de ce courant de fuite drain-source n'est pas identifiée, mais on peut émettre l'hypothèse d'une fuite au niveau du substrat ou de la couche tampon.

**T\_Sap[A]** : Les figures A.II. 3 et A.II. 4 présentent respectivement les caractéristiques de transfert du composant T\_Sap[A]-(3G2)-3, et la dispersion des caractéristiques de transfert de la technologie T\_Sap[A].

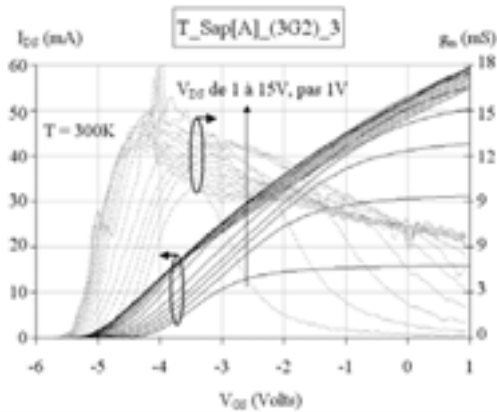


Figure A.II. 3 : Caractéristiques de transfert et transconductance du transistor  $T\_Sap[A]-(3G2)-3$

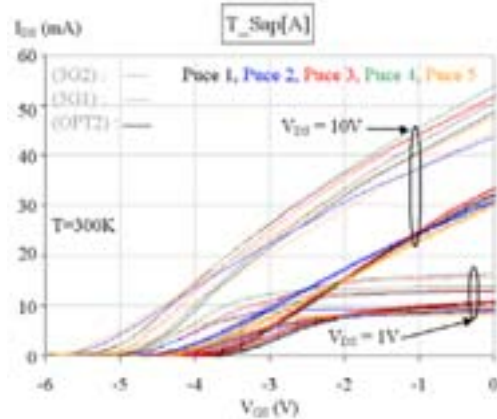


Figure A.II. 4 : Comparaison des caractéristiques de transfert des composants de la technologie  $T\_Sap[A]$

On peut voir sur la figure A.II. 3 que la transconductance maximale à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  est de l'ordre de 15 mS pour ce composant, pour une tension  $V_{GS}$  de -4,25 V.

On peut constater sur la figure A.II. 4 que les composants de type (OPT2) (grande longueur de grille) ont une tension de seuil  $V_{th}$  de l'ordre de -4 V, alors que pour les composants des deux autres géométries ont une tension de seuil  $V_{th}$  de l'ordre de -5 à -6 V.

**$T\_SiC[A]$**  : Les figures A.II. 5 et A.II. 6 présentent respectivement les caractéristiques de transfert du composant  $T\_SiC[A]-(3G2)-4$ , et la dispersion des caractéristiques de transfert des composants de la technologie  $T\_SiC[A]$ .

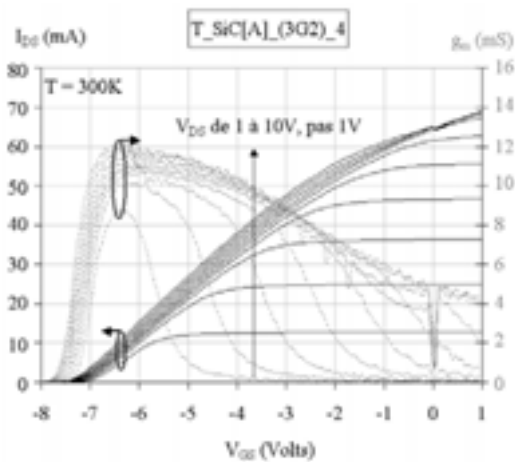


Figure A.II. 5 : Caractéristiques de transfert et transconductance du transistor  $T\_SiC[A]-(3G2)-4$

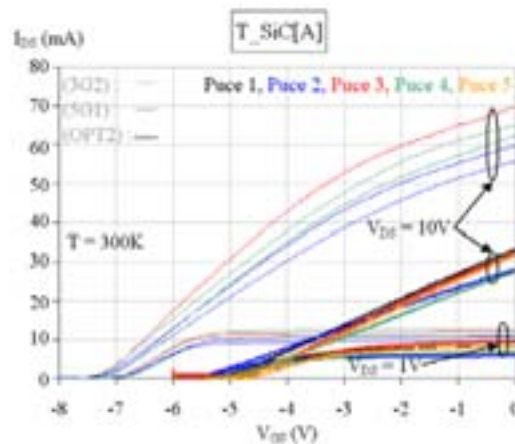


Figure A.II. 6 : Comparaison des caractéristiques de transferts des composants de la technologie  $T\_SiC[A]$

On peut voir sur la figure A.II. 5 que la transconductance maximale à  $V_{DS} = 10\text{ V}$  est de l'ordre de 12 mS pour ce composant, pour une tension  $V_{GS}$  de -6,5 V.

Comme dans le cas de la technologie vue précédemment, on constate sur la figure A.II. 6 que les composants de type (OPT2) présentent les plus faibles valeurs de tension de seuil en valeur absolue.



**T\_Sap[B]** : La figure A.II. 7 présente les caractéristiques de transfert des deux composants issus de la technologie T\_Sap[B], ainsi que la transconductance du transistor T\_Sap[A]-(2).

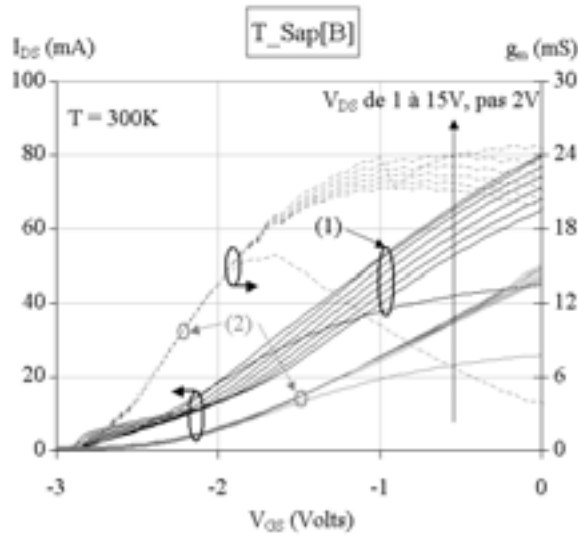


Figure A.II. 7 : Caractéristiques de transfert et transconductance du transistor T\_Sap[B]-(1)

La transconductance du HEMT T\_Sap[B]-(2) est de l'ordre 22 mS à  $V_{DS} = 10V$ , pour une tension de grille de  $-0,5V$ .

**T\_SiC[B]** : La figure A.II. 8 présente les caractéristiques de transfert et la transconductance du transistor T\_SiC[B]-(2)-3, et la figure A.II. 9 présente la dispersion des caractéristiques de transfert de la technologie T\_SiC[B].

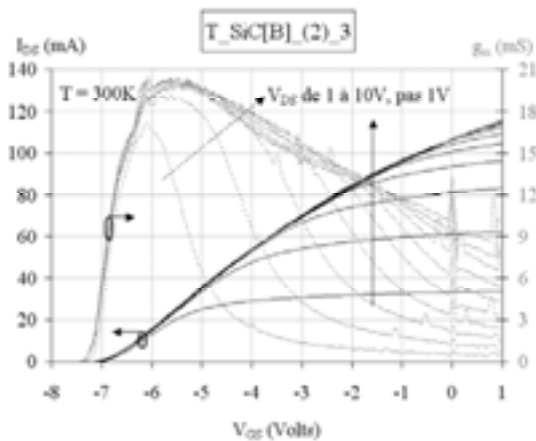


Figure A.II. 8 : Caractéristiques de transfert et transconductance du transistor T\_SiC[B]-(2)-3

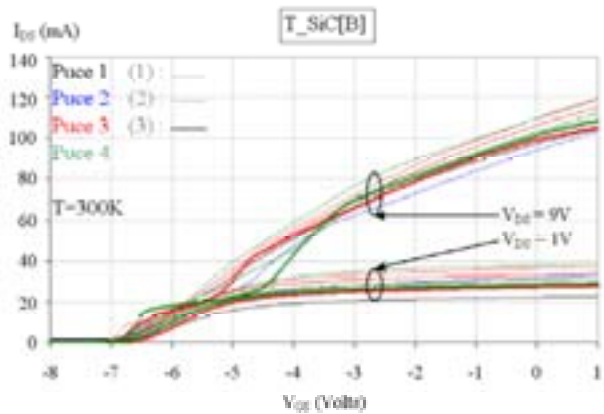


Figure A.II. 9 : Comparaison des caractéristiques de transfert des composants de la technologie T\_SiC[B]

Les deux composants de la géométrie (3) représentés ont des comportements atypiques (présence d'un palier) pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$  à canal pincé, attribués à des problèmes d'oscillation durant la mesure.

### A.II.2 Caractéristiques d'entrée des technologies étudiées

Notre banc de mesure ne permet pas de mesurer un courant inférieur à 10 pA, sensibilité limite des modules du HP4142B.

Les figures A.II. 10 à A.II. 14 présentent respectivement les caractéristiques d'entrée des composants issus des technologies T\_Si, T\_Sap[A], T\_SiC[A], T\_Sap[B], et T\_SiC[B].

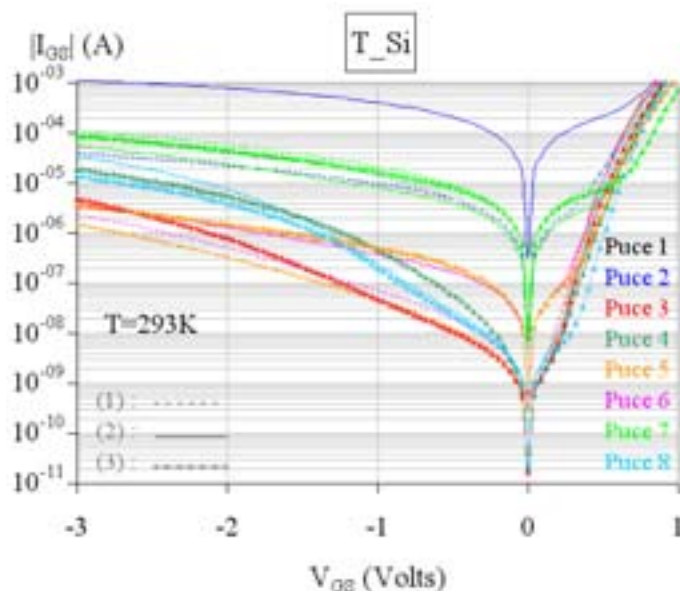


Figure A.II. 10 : Caractéristiques d'entrée des composants de la technologie T\_Si

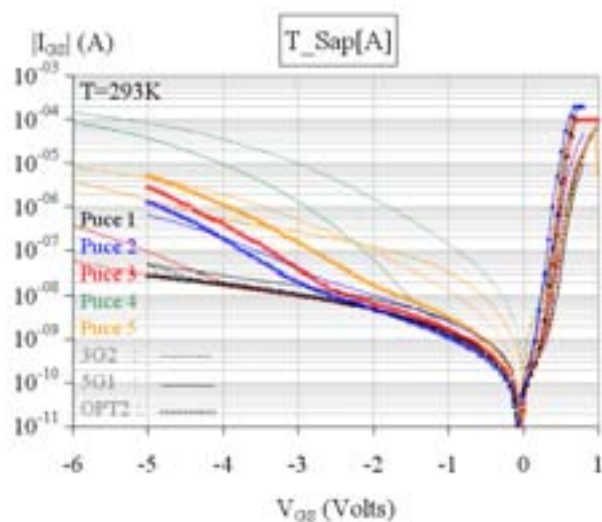


Figure A.II. 11 : Caractéristiques d'entrée des composants de la technologie T\_Sap[A]

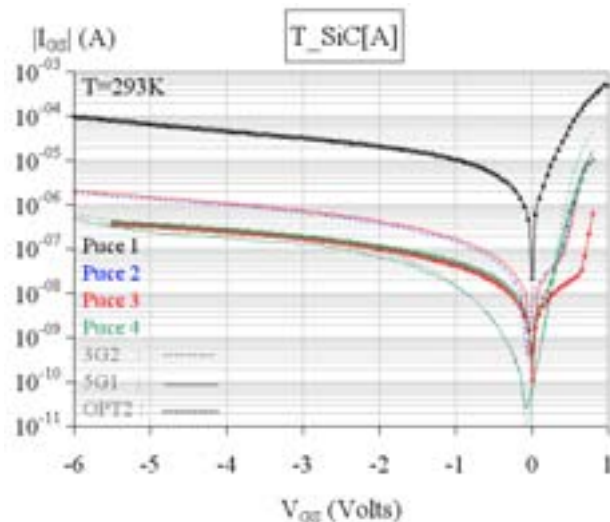


Figure A.II. 12 : Caractéristiques d'entrée des composants de la technologie T\_SiC[A]

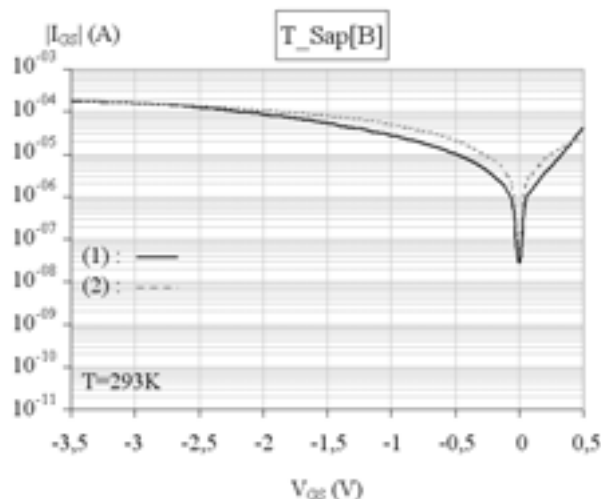


Figure A.II. 13 : Caractéristiques d'entrée des composants de la technologie T\_Sap[B]

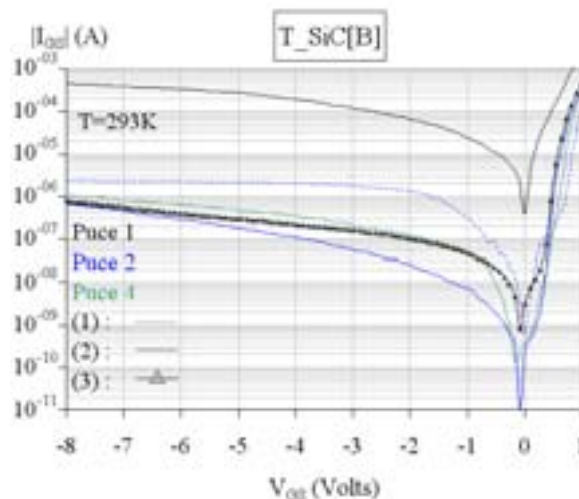


Figure A.II. 14 : Caractéristiques d'entrée des composants de la technologie T\_SiC[B]

**T\_Si** : Pour les meilleurs composants de cette technologie, le courant de saturation de la diode est de l'ordre de 10 pA, tandis qu'il peut être de l'ordre du nA pour les composants les moins bons.

**T\_Sap[A]** : Les composants issus de cette technologie présentent tous un courant de saturation de la diode faible, de l'ordre du pA.

**T\_SiC[A]** : Pour les meilleurs composants de cette technologie, le courant de saturation de la diode est inférieur au pA, tandis qu'il peut être de l'ordre de 10 pA pour les composants les moins bons.

**T\_Sap[B]** : Les deux composants issus de cette technologie présentent des caractéristiques d'entrée similaire. Le courant de fuite de la diode est élevé. Les caractéristiques d'entrée ne permettent pas d'extraire les paramètres  $I_S$  et  $n$  de la diode Schottky  $V_{GS} < 0,5$  V.

**T\_SiC[B]** : Le composant T\_SiC[B]-(2)-1 présente le plus fort courant de saturation de la diode. Les autres composants représentés présentent un courant de saturation inférieur au pA.

**Remarque** : Des mesures de  $I_{GS}$  en fonction de  $V_{GS}$ , pour différentes valeurs de tensions drain-source n'excédant pas 15 Volts, ont également été réalisées pour les cinq technologies. Ces mesures n'ont pas montré de courbe dite "en cloche", révélatrice du mécanisme d'ionisation par impact, fréquemment rencontré dans la filière GaAs.

### A.II.3 Principaux paramètres statiques des composants étudiés

Le tableau II.11 présente la tension de seuil, la résistance drain source en régime ohmique, le courant de saturation de drain, la transconductance, le courant de fuite de la diode, et le facteur d'idéalité de la diode pour chaque composant.

Composants	V <sub>th</sub> (V)	R <sub>DS</sub> (Ω)	I <sub>DSS</sub> (mA/mm)	g <sub>m</sub> (mS/mm)	φ <sub>B</sub> (V)	I <sub>s</sub> (A)	n
T_Si-(1)-2	-3,03	234	60	25			
T_Si-(1)-4	-2,72	259	47	22			
T_Si-(1)-5	-2,78	243	56	25	0,65	2 x 10 <sup>-10</sup>	1,73
T_Si-(1)-6	-2,8	275	50	22	0,67	7 x 10 <sup>-11</sup>	1,51
T_Si-(1)-7	-3,22	235	62	24			
T_Si-(2)-2	-3,14	397	42	18			
T_Si-(2)-5	-2,78	383	37	17	0,7	4 x 10 <sup>-11</sup>	1,47
T_Si-(2)-6	-2,8	389	35	16	0,63	8 x 10 <sup>-10</sup>	2
T_Si-(2)-7	-3,2	384	37	15	0,61	2 x 10 <sup>-09</sup>	2,64
T_Si-(2)-8	-2,9	382	39	17	0,69	7 x 10 <sup>-11</sup>	1,66
T_Si-(3)-3	-3	189	105	42	0,67	6 x 10 <sup>-11</sup>	1,69
T_Si-(3)-4	-2,92	224	91	35	0,67	6 x 10 <sup>-11</sup>	1,84
T_Si-(3)-5	-2,86	213	96	38	0,6	8 x 10 <sup>-10</sup>	2,42
T_Si-(3)-7	-3,3	190	118	40	0,52	2 x 10 <sup>-8</sup>	3,8
T_Si-(3)-8	-2,96	209	101	40	0,71	1 x 10 <sup>-11</sup>	1,76
T_Sap[A]-(3G2)-1	-4,3	61	513	143	0,76	2 x 10 <sup>-13</sup>	1,49
T_Sap[A]-(3G2)-3	-4,2	68	516	144	0,78	8 x 10 <sup>-14</sup>	1,46
T_Sap[A]-(3G2)-4	-4,4	59	523	166			
T_Sap[A]-(3G2)-5	-4,5	139	462	103	0,73	7 x 10 <sup>-13</sup>	1,59
T_Sap[A]-(5G1)-2	-4,7	107	448	98	0,64	2 x 10 <sup>-11</sup>	1,86
T_Sap[A]-(5G1)-3	-4,6	79	506	144	0,75	3 x 10 <sup>-13</sup>	1,42
T_Sap[A]-(5G1)-4	-4,7	74	520	140	0,69	3 x 10 <sup>-12</sup>	1,72
T_Sap[A]-(5G1)-5	-5,1	145	489	98	0,66	9 x 10 <sup>-12</sup>	1,92
T_Sap[A]-(OPT2)-1	-3,5	74	325	105	0,78	4 x 10 <sup>-13</sup>	1,24
T_Sap[A]-(OPT2)-2	-4,1	112	317	81	0,71	7 x 10 <sup>-12</sup>	1,29
T_Sap[A]-(OPT2)-3	-3,7	113	328	97	0,8	2 x 10 <sup>-13</sup>	1,25
T_Sap[A]-(OPT2)-5	-4,2	246	295	82	0,76	1 x 10 <sup>-12</sup>	1,27
T_SiC[A]-(3G2)-1	-6,3	79	695	110	0,68	5 x 10 <sup>-12</sup>	2,21
T_SiC[A]-(3G2)-2	-6,9	92	540	101	0,63	4 x 10 <sup>-11</sup>	2,18
T_SiC[A]-(3G2)-4	-7	74	657	121	0,62	5 x 10 <sup>-11</sup>	1,74
T_SiC[A]-(5G1)-2	-6,9	108	590	112	0,84	1 x 10 <sup>-14</sup>	1,32
T_SiC[A]-(5G1)-3	-6,8	80	700	147	0,65	2 x 10 <sup>-11</sup>	2,04
T_SiC[A]-(5G1)-4	-6,8	86	624	121	0,62	5 x 10 <sup>-11</sup>	1,86
T_SiC[A]-(OPT2)-1	-5,1	109	355	70			
T_SiC[A]-(OPT2)-2	-5,6	159	277	54	0,79	3 x 10 <sup>-13</sup>	1,22
T_SiC[A]-(OPT2)-3	-4,7	182	245	77	0,88	1 x 10 <sup>-14</sup>	1,77
T_SiC[A]-(OPT2)-4	-5,1	125	270	60	0,66	6 x 10 <sup>-11</sup>	2,06
T_SiC[A]-(OPT2)-5	-5,2	105	320	71	0,74	2 x 10 <sup>-12</sup>	1,76
T_Sap[B]-(1)	-2,7	20	557	234			
T_Sap[B]-(2)	-2,4	35	336	152			
T_SiC[B]-(1)-1	-6,7	42	678	128	0,77	2 x 10 <sup>-13</sup>	1,34
T_SiC[B]-(1)-2	-6,8	29	966	107	0,75	5 x 10 <sup>-13</sup>	1,96
T_SiC[B]-(1)-3	-6,8	27	1129	163	0,82	3 x 10 <sup>-14</sup>	1,49
T_SiC[B]-(1)-4	-6,7	25	1127	211	0,96	1 x 10 <sup>-16</sup>	1,29
T_SiC[B]-(2)-1	-6,6	42	1060	192			
T_SiC[B]-(2)-2	-6,8	56	616	112	0,76	3 x 10 <sup>-13</sup>	1,31
T_SiC[B]-(2)-3	-6,8	30	1112	201	0,96	9 x 10 <sup>-17</sup>	1,31
T_SiC[B]-(2)-4	-6,6	31	1048	168	0,67	1 x 10 <sup>-11</sup>	2,13
T_SiC[B]-(3)-1	-6,5	67	586	105	0,68	6 x 10 <sup>-12</sup>	1,55
T_SiC[B]-(3)-2	-6,8	74	290	50	0,91	7x 10 <sup>-16</sup>	1,3
T_SiC[B]-(3)-3	-6,7	35	1040	168	0,75	4 x 10 <sup>-13</sup>	1,57
T_SiC[B]-(3)-4	-6,6	33	1086	187	0,88	2 x 10 <sup>-15</sup>	1,27

Tableau A.II. 1 : Principaux paramètres statiques des HEMTs étudiés

## Annexes du chapitre III

### A.III.1 Validité de la mesure du bruit en courant de drain

Les mesures de bruit basses fréquence sont réalisées dans la gamme de fréquences de 1 à 100 kHz. Comme nous l'avons vu au début du troisième chapitre, nous utilisons une capacité  $C$  de valeur  $22 \mu\text{F}$ , qui permet de filtrer le bruit basses fréquences généré en amont de la résistance  $R_p$ , en formant un filtre de type passe bas avec la résistance variable  $P_2$ .

La figure A.III. 1 présente l'évolution de la fréquence de coupure du filtre passe bas en fonction de la valeur de la résistance  $P_2$  en considérant que la valeur de la capacité est indépendante de la fréquence, et la figure A.III.2 présente l'évolution de la valeur de la capacité en fonction de la fréquence, mesurée avec un analyseur d'impédance HP 4192A :

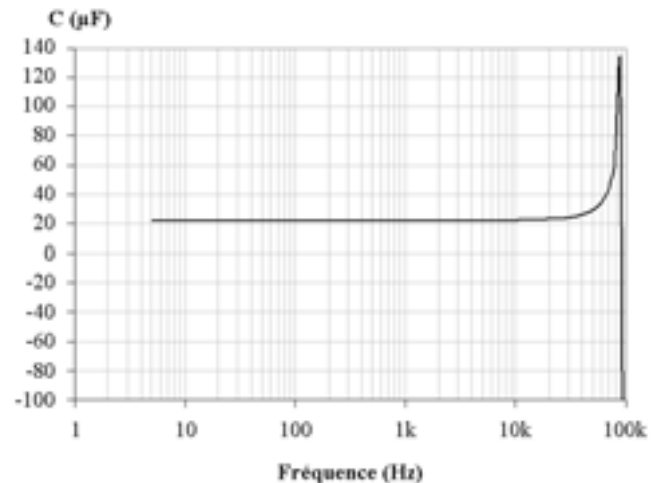
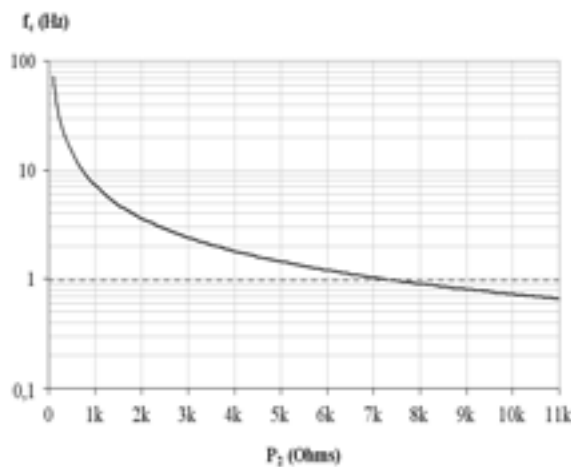


Figure A.III. 1 : Evolution de la fréquence de coupure du filtre passe bas (avec  $C = \text{cte}(f)$ )

Figure A.III. 2 : Evolution de la valeur de la capacité de filtrage en fonction de la fréquence

Pour augmenter la tension de polarisation  $V_{DS}$  du composant sous étude ( $R_p$  fixée), il est nécessaire de réduire la valeur de  $P_2$ . Comme le montre la figure A.III. 1, lorsque  $P_2$  est inférieur à  $7 \text{ k}\Omega$ , la fréquence de coupure du filtre passe bas devient supérieure à 1 Hz. Ainsi, si l'on continue à diminuer  $P_2$ , le bruit généré par  $P_2$  et par les batteries pourra apparaître pour les plus petites fréquences des spectres mesurés.

La figure A.III.2 montre qu'à partir de 30 kHz, la valeur de la capacité augmente, pour atteindre une valeur maximale de  $140 \mu\text{F}$  autour de 90 kHz, pour finalement présenter un caractère inductif pour les plus hautes fréquences, ce qui l'empêche de jouer son rôle de capacité de filtrage pour les fréquences voisines de 100 kHz. Ceci peut entraîner des artefacts de mesures sur les spectres de bruit pour les fréquences voisines de 100 kHz.

Nous allons donc chercher à étudier l'influence de la capacité de filtrage sur les mesures. Comme le montrent les figures A.III. 3 et A.III. 4, l'amplificateur en tension EG&G

5184 voit en entrée la résistance équivalente  $R_{Eq1}$  (C branché) ou  $R_{Eq2}$  (C débranché), données par les équations A.III. 1 et A.III. 2.

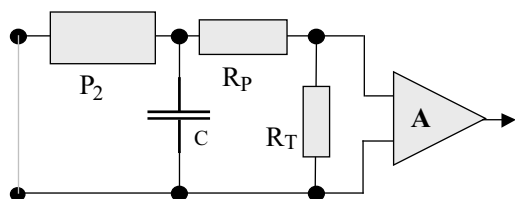


Figure A.III. 3 : Résistance équivalente  $R_{Eq1}$  vue par l'amplificateur faible bruit avec la capacité de  $22 \mu\text{F}$

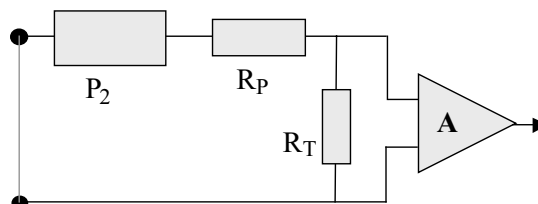


Figure A.III. 4 : Résistance équivalente  $R_{Eq2}$  vue par l'amplificateur faible bruit sans la capacité de  $22 \mu\text{F}$

$$R_{Eq1} = R_T // R_P \quad (\text{avec } P_2 > 7\text{k } \Omega \text{ et C branché}) \quad \text{Eq. A.III. 1}$$

$$R_{Eq2} = R_T // (R_P + P_2) \quad (\text{C débranché}) \quad \text{Eq. A.III. 2}$$

Une résistance bruyante à la température  $T$  (figure A.III. 5 (a)) peut être représentée en utilisant la représentation de **Norton** (conductance non bruyante en parallèle avec une source de bruit en courant)(figure A.III. 5 (b)), ou en utilisant la représentation de **Thévenin** (résistance non bruyante en série avec une source de bruit en tension)(figure A.III. 5 (c)).

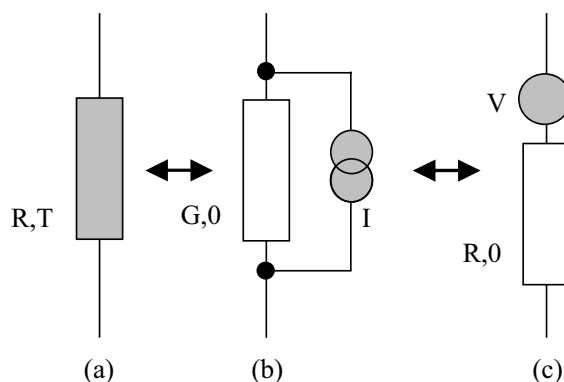


Figure A.III. 5 : Schémas équivalent d'une résistance de valeur  $R$ , à la température  $T$

Dans le cas où le dispositif bruyant n'est pas purement résistif, seule la partie réelle de l'impédance (ou de l'admittance) contribue au bruit thermique total.

Lorsqu'un courant  $I$  traverse la résistance, une composante de bruit en  $1/f$  apparaît.

La figure A.III. 6 présente le circuit de polarisation avec les générateurs de bruit (thermique et en  $1/f$ ) de chaque résistance, dans le cas où la capacité est débranchée. On utilise la représentation de Thévenin puisque l'amplificateur utilisé est un amplificateur en tension.

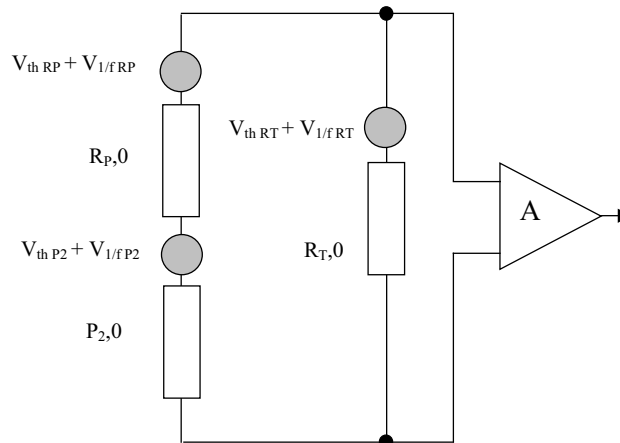


Figure A.III. 6 Représentation de Thévenin montrant les générateurs de bruit en tension associés aux résistances  $R_T$ ,  $R_P$ , et  $P_2$  (capacité de filtrage débranchée)

L'amplificateur amplifie les fluctuations de tension produites par des différentes résistances du circuit. Les résultats sont transformés par le biais du logiciel sur HPVEE en spectre de bruit en courant.

### A.III.2 Etude du banc de mesure : Résultats expérimentaux

L'amplificateur en tension faible bruit EG&G 5184 possède les caractéristiques suivantes : Un niveau de bruit en tension de  $6,4 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$  à 1 kHz, une résistance d'entrée supérieure à  $1 \text{ M}\Omega$ , une capacité d'entrée de  $50 \text{ pF}$ , et un gain de 1000.

**Mesure du bruit thermique :** La figure A.III. 7 présente des mesures réalisées à courant nul pour deux couples de valeurs de résistances  $R_T$  et  $R_P$ .

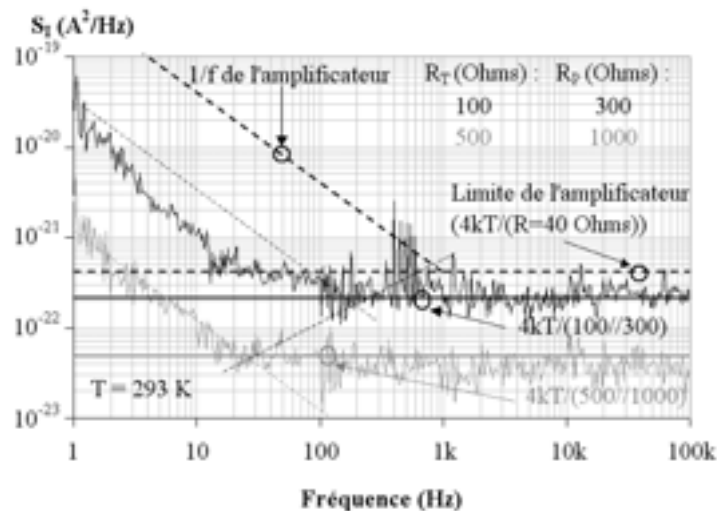


Figure A.III. 7 : Evolution de la densité spectrale en courant du bruit thermique d'un potentiomètre Spectrol  $10 \text{ k}\Omega$ , 10 tours,  $1 \text{ W}$ , réglé à  $100 \Omega$  avec  $R_P = 300 \Omega$  (en noir) et réglé à  $500 \Omega$  avec  $R_P = 1 \text{ k}\Omega$  (en gris)

La figure A.III. 7 montre que l'amplificateur mesure bien un bruit thermique correspondant à la valeur de la résistance équivalente du circuit vue en entrée de l'amplificateur. En noir,  $R_T$  vaut  $100\ \Omega$  et  $R_P$  vaut  $300\ \Omega$ , ce qui correspond à une résistance équivalente de  $75\ \Omega$ , et à un bruit thermique en courant de  $2,16 \times 10^{-22}\ \text{A}^2/\text{Hz}$ . En gris,  $R_T$  vaut  $500\ \Omega$  et  $R_P$  vaut  $1\ \text{k}\Omega$ , ce qui correspond à une résistance équivalente de  $333\ \Omega$ , et un bruit thermique en courant de l'ordre de  $4,85 \times 10^{-23}\ \text{A}^2/\text{Hz}$ .

**Mesures du bruit en 1/f des potentiomètres de la marque Spectrol :** Dans ce paragraphe, nous allons étudier deux potentiomètres de la même marque que celui utilisé pour réaliser  $R_P$ . Le premier a une valeur maximale de  $10\ \text{k}\Omega$  (figure A.III. 8), et le deuxième a une valeur de  $50\ \text{k}\Omega$  (figures A.III. 9 et A.III. 10).

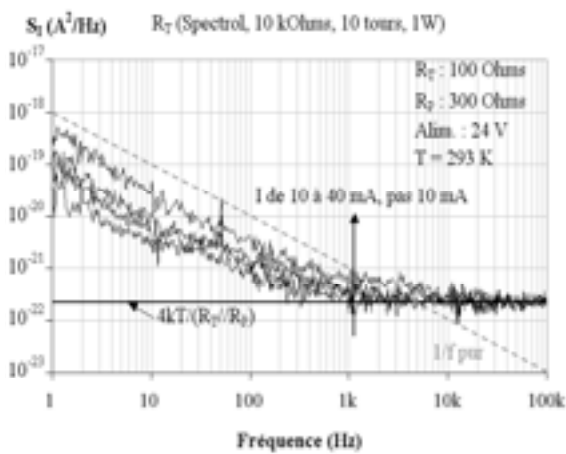


Figure A.III. 8 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant d'un potentiomètre Spectrol  $10\ \text{k}\Omega$ ,  $10$  tours,  $1\ \text{W}$ , réglé à  $100\ \Omega$  avec  $R_P = 300\ \Omega$  pour  $I$  variant de  $10$  à  $40\ \text{mA}$

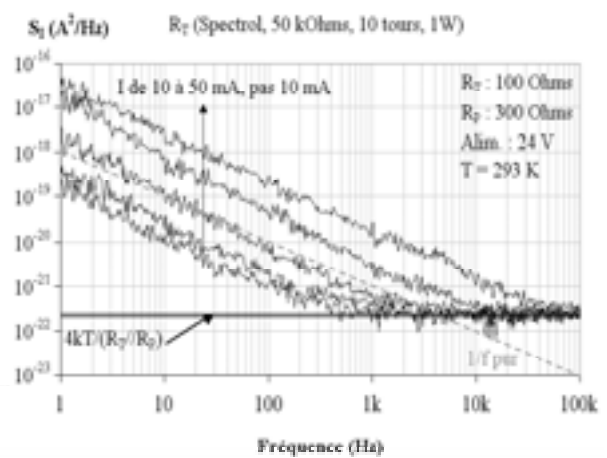


Figure A.III. 9 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant d'un potentiomètre Spectrol  $50\ \text{k}\Omega$ ,  $10$  tours,  $1\ \text{W}$ , réglé à  $100\ \Omega$  avec  $R_P = 300\ \Omega$  pour  $I$  variant de  $10$  à  $50\ \text{mA}$

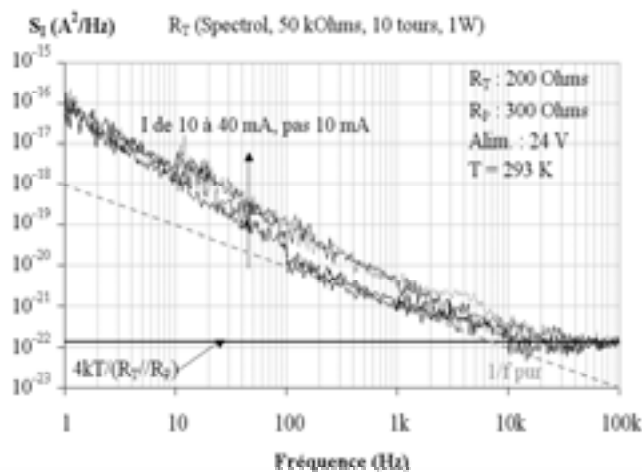


Figure A.III. 10 : Evolution de la densité spectrale de bruit en courant d'un potentiomètre Spectrol  $50\ \text{k}\Omega$ ,  $10$  tours,  $1\ \text{W}$ , réglé à  $200\ \Omega$  avec  $R_P = 300\ \Omega$  pour  $I$  variant de  $10$  à  $40\ \text{mA}$



On observe en comparant les figures A.III. 8 et A.III. 9 que pour une même valeur de résistance ajustée, le bruit en excès des potentiomètres augmente avec la valeur maximale de la résistance du potentiomètre. Le bruit en excès du potentiomètre de 50 k $\Omega$ , (résistivité élevée) est plus grand que le bruit en excès du potentiomètre de 10 k $\Omega$  (résistivité plus faible). Ceci nous permet de supposer que le potentiomètre de 2 k $\Omega$  utilisé pour  $R_P$  produit un bruit en excès encore plus faible. Le niveau de bruit en  $1/f$  augmente aussi si la valeur du courant qui traverse la résistance augmente, ou si la valeur de la résistance augmente (figure A.III. 10).

**Influence de la valeur de  $R_P$  sur les mesures :** Nous vérifions dans ce paragraphe que  $R_P$  n'a pas d'influence sur les mesures, tant que la condition  $R_P > 3 \times R_{DS}$  est respectée. La figure A.III. 11 présente les mesures du bruit en courant de drain réalisées sur le composant T\_Sap[A]-(OPT2)-2 à  $V_{GS} = 0V$ .

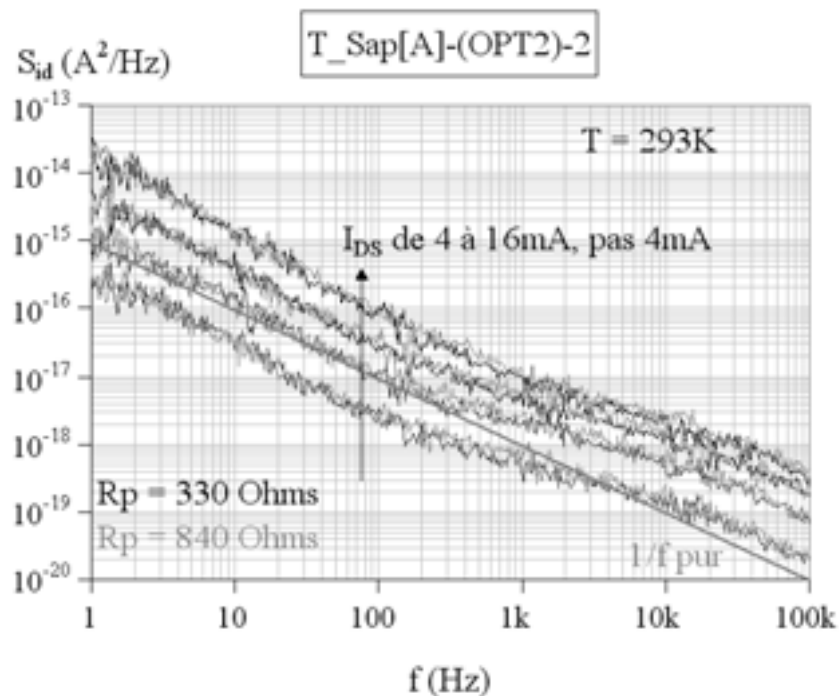


Figure A.III. 11 : Influence de  $R_p$  ( $R_p = 330$  ou  $840 \Omega$ ) sur les mesures du bruit de courant de drain sur le composant T\_Sap[A]-(OPT2)-2 réalisées en faisant varier  $I_{DS}$ , à  $V_{GS} = 0V$

Les mesures réalisées avec  $R_P$  fixée à 330  $\Omega$  et à 840  $\Omega$  sont identiques, ce qui montre que c'est bien le bruit propre du composant qui est mesuré. La valeur à laquelle l'on fixe  $R_P$  n'a pas d'influence sur le résultat, tant que la condition  $R_P > 3 \times R_{DS}$  est bien respectée.

**Influence de la capacité sur les mesures en fonction de la valeur de  $R_P$  :** La figure A.III. 12 présente l'évolution de la densité spectrale en courant mesurée avec  $R_T = 300 \Omega$ , avec  $R_P$  variant de 100  $\Omega$  à 1 k $\Omega$ , pour un courant de 10 mA, avec la capacité branchée ou non.

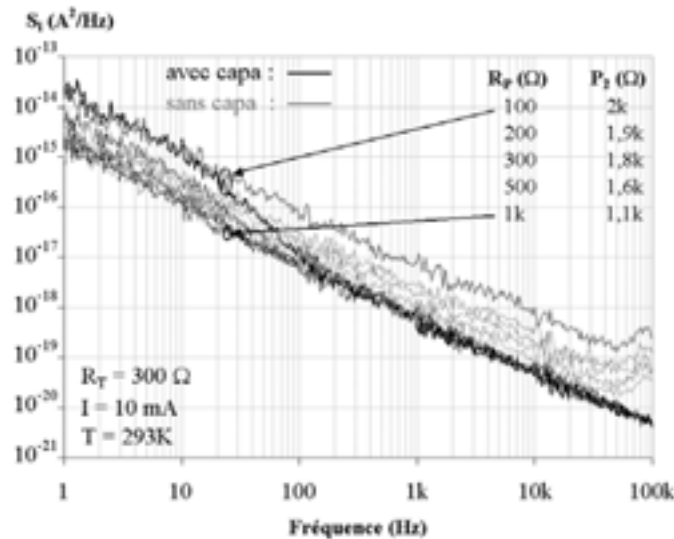


Figure A.III. 12 : Evolution de la densité spectrale en courant avec  $R_T = 300 \Omega$ , et  $R_p$  variant de 100 à 1 k  $\Omega$ , pour un courant de 10 mA. Les valeurs de  $P_2$  sont également données. (en noir, C branchée, en gris, C débranchée)

On peut constater que lorsque la capacité est branchée (en noir), plus on diminue  $R_p$ , et plus le niveau de bruit en excès mesuré augmente. Pour maintenir la polarisation à  $I = 10 \text{ mA}$ , il faut augmenter la valeur de  $P_2$  lorsque  $R_p$  diminue. Plus  $R_p$  diminue, et plus l'amplitude de la bosse visible autour de 10 Hz augmente, tandis que le spectre demeure identique pour les fréquences supérieures à 100 Hz. Dans le cas où la capacité est débranchée, tout le spectre augmente à mesure que l'on diminue  $R_p$ . Le spectre mesuré dans cette configuration de mesure correspond au bruit généré par la résistance  $P_2$ .

### A.III.3 Extraction des résistances du canal sous la grille et dans les zones d'accès

L'objectif est d'estimer la valeur des résistances des différentes zones du canal en fonction de la polarisation du composant à partir des résultats des mesures statiques. La méthode présentée utilise des hypothèses simplificatrices, qui sont indispensables pour mener à bien ces calculs seulement à partir des résultats des mesures statiques. L'incertitude est élevée.

Les hypothèses sont les suivantes :

- Le dépôt du contact Schottky ne modifie pas la densité de porteurs dans le canal sous la grille, bien que les contraintes puissent modifier la polarisation piézoélectrique dans cette zone.
- Les propriétés de conduction électrique à  $V_{GS} = 0 \text{ V}$  sont sensiblement identiques sur toute la longueur du canal.

- Le courant de fuite de la grille est suffisamment faible pour pouvoir être négligé, de sorte que le courant est constant sur toute la longueur du canal.
- L'application d'une tension sur la grille modifie le nombre de porteurs uniquement dans la région du canal située sous la grille.
- Le nombre de porteurs est identique dans les deux régions du canal non recouvert par la grille, si bien que l'on considère que les propriétés de conduction électrique sont identiques dans ces deux régions.
- Les champs électriques régnant en surface entre source et grille et entre grille et drain n'influencent pas les propriétés de transport dans les deux zones du canal situées entre source et grille et entre grille et drain.
- Enfin, la valeur de la résistance équivalente du canal dans les deux zones non recouvertes par la grille dépend uniquement de la valeur du courant qui les traverse.

A partir de la caractéristique  $I_{DS}(V_{DS})$  à  $V_{GS} = 0V$  et en utilisant les dimensions du composant et les valeurs extraites grâce à la méthode de Fukui des résistances parasites ( $R_{cs}+R_s+R_{cd}+R_d$ ), on extrait la valeur de  $R_{CH}$  et de  $(R_{sg}+R_{gd})$  grâce aux équations A.III.3 et A.III.4 établies en utilisant les hypothèses données plus haut.

$$R_{CH(V_{GS}=0V)} = \left( R_{DS(V_{GS}=0V)} - (R_{cs} + R_s + R_{cd} + R_d) \right) \frac{L_G}{L_{DS}} \quad \text{Eq. A.III. 3}$$

$$(R_{sg} + R_{gd})_{(V_{GS}=0V)} = \left( R_{DS(V_{GS}=0V)} - (R_{cs} + R_s + R_{cd} + R_d) \right) \frac{(L_{DS} - L_G)}{L_{DS}} \quad \text{Eq. A.III. 4}$$

Lorsque  $V_{GS} < 0V$ , le nombre de porteurs dans la zone du canal sous la grille diminue, et la résistance  $R_{CH}$  du canal sous la grille augmente. Dans les deux zones du canal non recouvertes par la grille, on suppose que le nombre de porteurs reste identique. Ainsi, à partir de la caractéristique  $I_{DS}(V_{DS})$  réalisé à  $V_{GS} = 0V$ , on détermine l'évolution de la résistance des zones du canal non recouvertes par la grille lorsque  $V_{GS} \neq 0V$  en fonction seulement du courant qui les traverse :

$$(R_{sg} + R_{gd})_{(V_{GS}=xV, I_{DS}=y\text{mA})} = (R_{sg} + R_{gd})_{(V_{GS}=0V, I_{DS}=y\text{mA})} \quad \text{Eq. A.III. 5}$$

Ce résultat est ensuite réutilisé pour déterminer la valeur de  $R_{CH}$  lorsque  $V_{GS} \neq 0V$  comme le montre l'équation A.III.6 :

$$R_{CH(V_{GS}=xV, I_{DS}=y\text{mA})} = R_{DS(V_{GS}=xV, I_{DS}=y\text{mA})} - (R_{cs} + R_s + R_{cd} + R_d) - (R_{sg} + R_{gd})_{(V_{GS}=0V, I_{DS}=y\text{mA})} \quad \text{Eq. A.III. 6}$$

La figure A.III.13 présente l'évolution de la résistance  $R_{CH}$  et de la résistance du canal non recouvert par la grille ( $R_{sg}+R_{gd}$ ), pour le composant T\_SiC[A]-(OPT2)-4, en fonction de la polarisation, d'après les quatre équations précédentes.

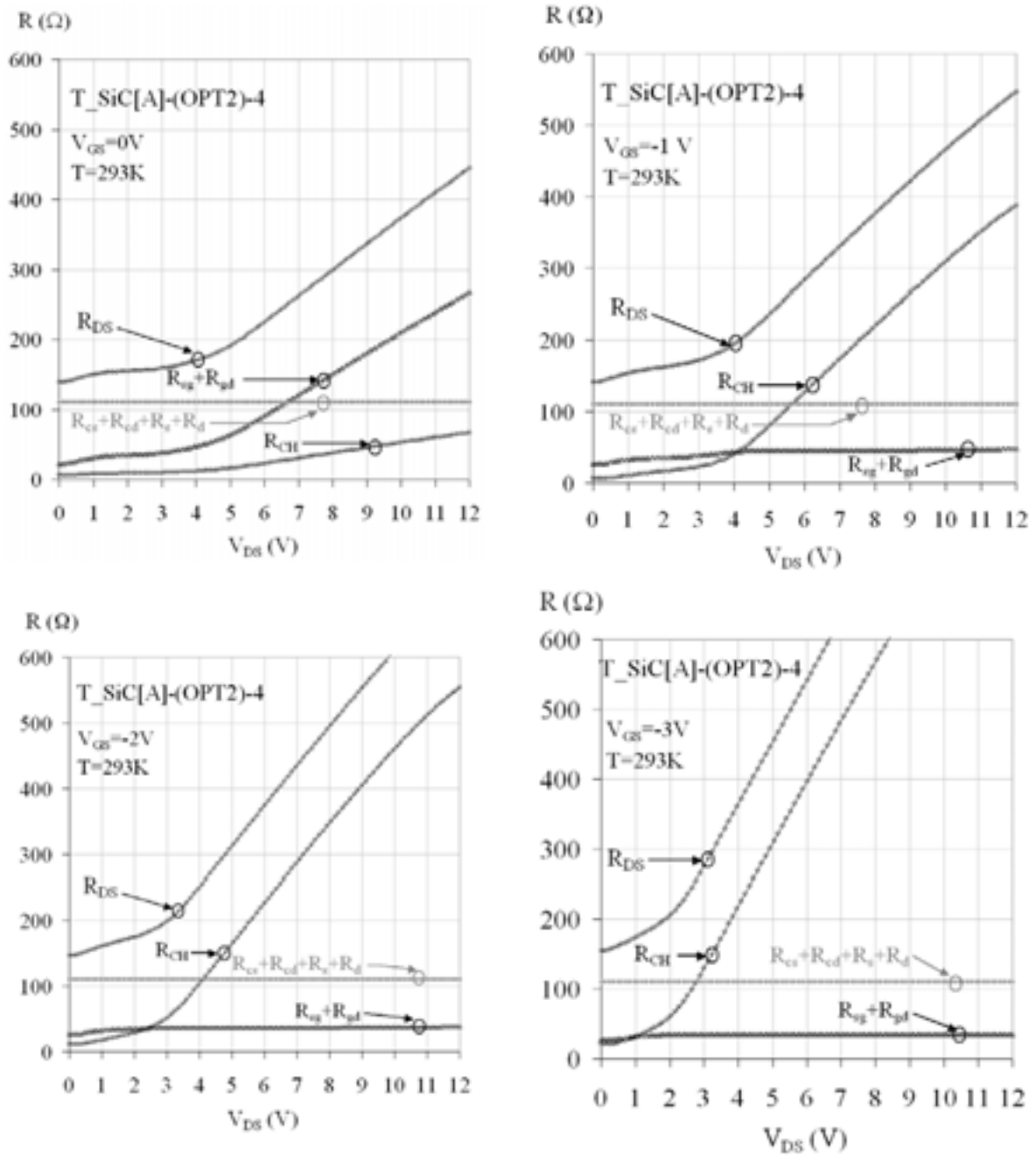


Figure A.III.13 : Calcul de la résistance du canal sous la grille  $R_{CH}$ , de la résistance d'accès  $R_s$ , en fonction de  $V_{DS}$  pour  $V_{GS} = 0, -1, -2$  et  $-3$  V, pour le composant  $T\_SiC[A]-(OPT2)-4$

Dans l'exemple de la figure A.III.13, la valeur de  $(R_{cs}+R_{cd}+R_s+R_d)$  est calculée grâce à la méthode de FUKUI. On constate que plus  $V_{GS}$  diminue, plus la valeur de  $V_{DS}$  à laquelle la résistance du canal sous la grille  $R_{CH}$  devient supérieure à la résistance du canal non recouvert par la grille ( $R_{sg}+R_{gd}$ ) diminue.

## Annexes du chapitre IV

### A.IV.1 Fonction de transfert corrigée de l'amplificateur EG&G 5182

De manière à tenir compte de la fonction de transfert de l'amplificateur trans-impédance lors des mesures réalisées sur le calibre faible bruit, nous avons établi l'expression de la fonction de transfert corrigée  $A(f)$  [LAM01]:

$$A(f) = \frac{10^8 \left(1 + \frac{jf}{0,114}\right) \left(1 + \frac{jf}{3728}\right)}{\left(1 + \frac{jf}{0,54}\right) \left(1 + \frac{jf}{187000}\right) \left(1 + \frac{jf}{3165} + \frac{(jf)^2}{5417^2}\right)} \quad \text{Eq. A.IV. 1}$$

### A.IV.2 Performances de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182 :

La figure A.IV.1 présente les performances de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182, avec d'une part la valeur de la sensibilité en fonction de la fréquence pour les différents calibres, et d'autre part l'impédance d'entrée de l'amplificateur en fonction de la fréquence pour les différents calibres :

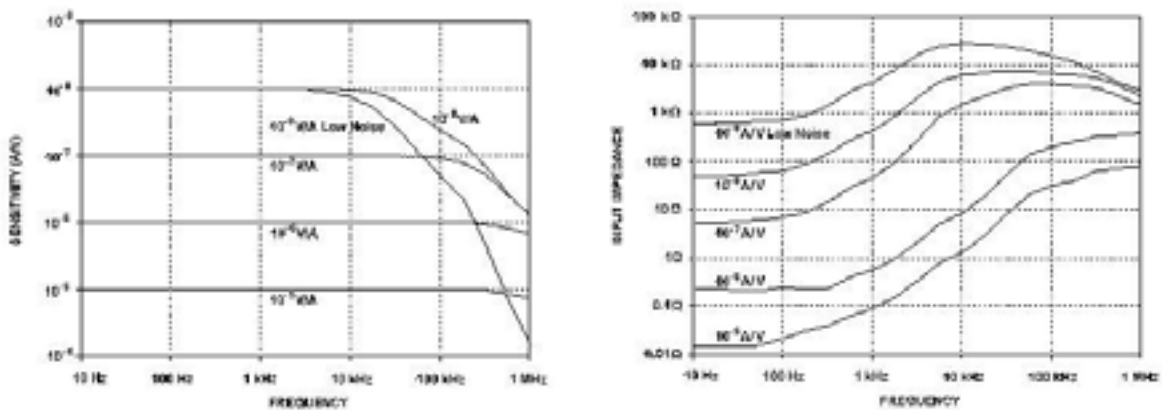


Figure A.IV. 1: Performances de l'amplificateur trans-impédance EG&G 5182



## Publications associées à ce travail

### Publications dans des revues avec comité de lecture

- [R1] A. CURUTCHET, N. MALBERT, N. LABAT, A. TOUBOUL, C. GAQUIERE, H. LARECHE, A. MINKO, M. UREN, Low frequency drain noise comparison of AlGaIn/GaN HEMT's grown on silicon, SiC and sapphire substrates, *Microelectronics Reliability*, 2003, pp 1713-1718. Communication orale à ESREF 2003.
- [R2] N. MALBERT, N. LABAT, A. CURUTCHET, A. TOUBOUL, C. GAQUIERE, A. MINKO, Analysis of Low Frequency Drain current Noise in AlGaIn/GaN HEMTs on Si Substrate, acceptée pour publication dans *Fluctuation and Noise Letters*, 2004.

### Communications dans des conférences internationales avec comité de lecture et actes

- [C1] N. MALBERT, N. LABAT, A. CURUTCHET, A. TOUBOUL, C. GACQUIERE, A. MINKO, Low frequency drain noise in AlGaIn/GaN HEMTs on Si substrate, Proceedings of Fluctuation and Noise Conference, Santa Fé (USA), June 2003, pp 342-349.
- [C2] N. MALBERT, N. LABAT, A. CURUTCHET, A. TOUBOUL, M. UREN, Analysis of low frequency drain noise in AlGaIn/GaN HEMTs on sapphire substrate, 17th International Conference on Noise in Physical Systems and 1/f Fluctuations, Prague (République Tchèque), August 2003, pp 255-258.
- [C3] A. CURUTCHET, N. MALBERT, N. LABAT, A. TOUBOUL, C. GAQUIERE, H. LARECHE, A. MINKO, M. UREN, Low frequency drain noise comparison of AlGaIn/GaN HEMT's grown on silicon, SiC and sapphire substrates, ESREF 2003, Arcachon (France), Octobre 2003.
- [C4] N. MALBERT, N. LABAT, A. CURUTCHET, F. VERDIER, A. TOUBOUL, Bias dependence of LF drain and gate noise in GaN HEMT's, papier invité à SPIE Fluctuation and Noise Conference, Las Palmas, Gran Canaria, May 2004.

### Conférences nationales

- [CN1] A. CURUTCHET, N. MALBERT, N. LABAT, A. TOUBOUL, C. GACQUIERE, A. MINKO, M. UREN, Analyse du bruit basses fréquences du courant de drain de HEMTs AlGaIn/GaN sur substrats silicium et saphir. Présentation sur affiche aux XIII<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, Lille, mai 2003.
- [CN2] A. CURUTCHET, N. MALBERT, N. LABAT, A. TOUBOUL, Analyse du bruit BF du canal de la technologie HEMT sur nitrure de gallium (GaN), communication orale aux JNRDM'2003, Toulouse, mai 2003
- [CN3] A. CURUTCHET, N. MALBERT, N. LABAT, A. TOUBOUL, M. UREN, Analyse du bruit basse fréquence de HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat SiC et saphir, Affiche pour le GDR Semi-Conducteur à Grand Gap, Fréjus (France), mai 2004

### Rapports d'étude

- [RE1] N. MALBERT, A. CURUTCHET, N. LABAT, "Noise Assessment of Gallium Nitride Structures, Technical Note 5 : Electrical characterisation of low frequency noise", ESA Contract N° AO/1-3916/01/NL/CK, septembre 2002
- [RE2] N. MALBERT, A. CURUTCHET, N. LABAT, "Noise Assessment of Gallium Nitride Structures, Technical Note 6 : Study of low frequency noise sources", ESA Contract N° AO/1-3916/01/NL/CK, February 2004.

## **RESUME :**

Ce mémoire a pour thème l'étude du bruit de fond aux basses fréquences des transistors micro-ondes de type HEMT sur Nitrure de Gallium (GaN). Le premier chapitre est consacré à la présentation de cette filière technologique. Après une description des propriétés physiques du matériau GaN, le fonctionnement et la fabrication des HEMTs sont détaillés, pour finir sur les performances de ces composants et leurs applications. Le deuxième chapitre décrit les cinq technologies étudiées, ainsi qu'une comparaison de leurs caractéristiques électriques statiques. Le troisième chapitre se rapporte aux mesures de bruit basses fréquences associé au courant de drain. Les mesures sont réalisées en régime ohmique, pour permettre l'extraction du paramètre de Hooge ( $\alpha_H$ ). Pour les deux meilleures technologies étudiées,  $\alpha_H$  est de l'ordre de  $10^{-4}$ , valeur comparable à celle obtenue pour des filières plus matures, telle que GaAs. L'étude du bruit BF mesuré entre drain et source est ensuite réalisée en fonction de la polarisation du composant, ce qui permet de localiser et de modéliser les sources de bruit prédominantes. Enfin, l'évolution du bruit BF associé au courant de drain en fonction de la température permet d'extraire la signature des pièges profonds. Le quatrième chapitre détaille l'évolution du bruit associé au courant de grille en fonction de la polarisation, et à la corrélation entre le bruit de drain et le bruit de grille. Pour les composants présentant un courant de fuite de grille important, des valeurs proches de 1 indiquent la contribution du bruit du circuit d'entrée au bruit mesuré sur le drain.

**MOTS CLES :** HEMT, GaN, Bruit Basses Fréquences, Mesure de corrélation

## **SUMMARY :**

This report deals with the study of low frequency electrical noise in microwave HEMT, based on Gallium Nitride (GaN). The first chapter details the presentation of GaN HEMTs technology. After a description of GaN physical properties, the fabrication and the operation of HEMTs are described. Finally, a summary of the electrical performances and of the potential applications of those devices is given. The second chapter presents the five technologies under study, and a comparison between the electric static parameters of each technology. The third chapter deals with the LF drain current noise measurements. Measurements are performed in the ohmic regime, which allows the extraction of the Hooge parameter ( $\alpha_H$ ). For the two technologies under study presenting the lowest noise levels,  $\alpha_H$  is in the range of  $10^{-4}$ , which is comparable to those of mature GaAs technologies. Then, the study of low frequency drain current noise is performed versus the bias of the devices, to locate and model the main noise sources. Then, the evolution of the LF drain current noise versus temperature leads to the extraction of deep level signatures. The last chapter is focused on the low frequency gate current noise analysis versus the bias of HEMTs, and on the correlation between drain and gate noise. For devices presenting high gate leakage current, values of the coherence function close to 1 show the contribution of the input circuit noise on the measured drain noise.

**KEYS WORDS :** HEMT, GaN, low frequency noise, correlation measurements